

Der Elektronenstrahl als Werkzeug

Von Siegfried Panzer und Karl Heinz Steigerwald, Oberkochen*)

DK 621.9.018 : 537.533

Die ersten Versuche, die thermische Wirkung des Elektronenstrahls als Mittel zum Bearbeiten von Werkstücken systematisch auszuwerten, wurden im Jahre 1949 von K. H. Steigerwald begonnen. Einige Ergebnisse wurden bereits auf dem Kongreß für Elektronenmikroskopie 1953 vorgetragen [1]. In der Zwischenzeit hat die Entwicklung von Elektronenstrahl-Werkzeugmaschinen bei den optischen Werken Carl Zeiss zu einer industriellen Verwendung der verschiedenen Verfahren geführt, über deren Arbeitsweise hier berichtet werden soll.

Allgemeines

Der Elektronenstrahl wird in der Physik nach seinen charakteristischen Eigenschaften und auf Grund der geringen Masse des Einzelelektrons, die 1840-mal kleiner als die des leichtesten Materieelementes ist, im allgemeinen in die nichtmaterielle Strahlung eingereiht. Wenn daher die Bezeichnung eines Ladungsträgerstrahles als Werkzeug auch ungewöhnlich erscheint, so erweist sich doch ihre Berechtigung bei der Betrachtung der wesentlichen Aufgabe eines Werkzeuges, die in einer örtlich eng begrenzten Übertragung von Energie auf das zu bearbeitende Werkstück besteht. Im Unterschied zu den mechanischen Werkzeugen, wo die auftretende Wärme bei der Energieumsetzung nur lästig ist, nutzt man beim Elektronenstrahl gerade die Wärme, die beim Umsetzen der kinetischen Energie hochbeschleunigter Elektronen am Auftreffpunkt im Werkstück entsteht, zum Bearbeiten des Werkstücks aus. Der Elektronenstrahl kann damit zum Oberflächenhärten, zum Schmelzen, Schweißen, Löten, Legieren und — im übertragenen Sinne — auch zum Bohren und Fräsen benutzt werden. Auf Grund der hohen mit ihm erreichten Energiedichte zusammen mit der fast trägheits- und leistungslosen Steuerung durch elektrische Mittel erscheint er für diese Aufgaben besonders geeignet.

Forschung und Technik kennen und benutzen den konzentrierten Elektronenstrahl und seine Eigenschaften als Energie- und Ladungsträger seit längerem in den verschiedensten Bereichen. Von der Braunschen Röhre über den Oszillographen bis zum Fernsehgerät führt der Weg zur Umwandlung elektrischer Informationen in ein optisches Bild, wobei das Umsetzen der Strahlenergie im Leuchtschirm in einen Anteil sichtbarer Strahlung und die fast trägheitslose Steuerung von Intensität und Lage des Auftreffpunktes entscheidend sind. Die Elektronenröhre bedient sich des gesteuerten Ladungstransportes zur Strom- und Spannungsverstärkung, während die Röntgenröhre mit der kinetischen Energie hochbeschleunigter Elektronen kurzwellige, die Materie gut durchdringende elektromagnetische Strahlung erzeugt.

In der Elektronenmikroskopie wiederum kann man eine Analogie der Elektronenstrahlung zur Lichtstrahlung erkennen, da eine Abbildung kleinster Bereiche mit einer gegenüber der sichtbaren Strahlung erhöhten optischen Auflösung auf Grund der kürzeren Wellenlänge der Elektronenstrahlung gedeutet werden kann.

Bei allen bisher bekannten Anwendungen des Elektronenstrahls spielt die Wärmewirkung am Auftreffpunkt

eine unerwünschte Rolle: Der Leuchtschirm der Oszillographen- oder Fernsehröhre „verbrennt“ bei zu hoher Strahlintensität, das Objekt im Elektronenmikroskop und die Antikathode der Röntgenröhre werden zerstört, ebenso wie die Anoden der Verstärkerrohren bei zu hohem Elektronenstrom glühend werden, d. h. die auftretende Temperaturerhöhung führt in vielen Fällen zu einer ungewollten Begrenzung des betreffenden Verfahrens. Im Gegensatz dazu ist man beim Verfahren der Elektronenstrahl-Werkstückbearbeitung bemüht, eine möglichst vollständige Energieumsetzung in Wärme am Auftreffpunkt des Strahles zu erreichen.

Besondere Eigenschaften des Verfahrens

Das Verständnis eines neuen Verfahrens wird erleichtert, wenn man vor der Beschreibung der Einzelheiten einige besonders kennzeichnende Eigenschaften herausstellt, die auch den Unterschied zu bekannten Verfahren aufzeigen. Bei der Elektronenstrahl-Materialbearbeitung ist folgendes bemerkenswert.

Hohe Leistungsdichte

Die Energie des Elektronenstrahls wird auf örtlich scharf begrenzte, sehr kleine Bereiche im Werkstück konzentriert und führt zu bisher unbekannten Leistungsdichten am Bearbeitungsort. Ein Maß für die Höhe der Leistungsdichte gibt der Vergleich mit anderen Wärmequellen für die Bearbeitung von Werkstücken. Während der elektrische Lichtbogen als eine der bisher intensivsten Wärmequellen eine Leistungsdichte bis etwa 10^5 W/cm^2 bei einem kleinsten Einwirkungsquerschnitt von 10^{-3} cm^2 erzielt, kann dieser Wert für den Elektronenstrahl bei einigen 10^8 W/cm^2 und einem kleinsten Fleckdurchmesser von 10^{-7} cm^2 liegen.

Geringes Verziehen des Werkstückes

Noch entscheidender ist jedoch der Vorgang der Energieumsetzung im Werkstück, der sich bei den üblichen Wärmequellen fast nur an der Oberfläche vollzieht, wobei die dort erzeugte Wärme annähernd radial durch Wärmeleitung in die Tiefe des Werkstücks vordringt. Beim Elektronenstrahl kann oberhalb einer bestimmten kinetischen Energie der Elektronen bzw. Leistungsdichte am Bearbeitungsort die Energie unmittelbar vom Strahl innerhalb des Werkstücks an die Seitenwände eines feinen Kanals abgegeben werden, den sich der Elektronenstrahl schafft und der nach Abschalten des Strahls z. B. durch zusammenfließendes Metall sofort wieder geschlossen wird. Damit gelingt es, das Werkstück auch in großen Tiefen innerhalb von Bruchteilen einer Sekunde aufzuschmelzen. Die thermische Beein-

*) Dr.-Ing. S. Panzer und Dipl.-Phys. K. H. Steigerwald sind Mitarbeiter der Firma Carl Zeiss in Oberkochen/Würtb.

flutung der Umgebung des Bearbeitungsortes bleibt daher auf eine schmale Zone begrenzt und führt zu einem sehr geringen Verziehen des Werkstückes.

Außerst kurze Schaltzeiten der Wärmequelle

Bemerkenswert ist auch die Schaltgeschwindigkeit einer Elektronenstrahl-Wärmequelle, die eine genaue Dosierung der umgesetzten Leistung bei Einwirkungsauern von Bruchteilen von Mikrosekunden erlaubt. Dazu dient die Wehnelt-Elektrode in dem Strahlerzeuger, die fast leistungs- und trägheitslos die Intensität des Strahles steuert. Durch Verwenden einer Impulsspannung mit einstellbarer Folgefrequenz und Impulsbreite kann die Einwirkungszeit der Wärmequelle auf das Werkstück über einen außerordentlich großen Bereich, d.h. vom Dauerstrahl bis zu 0,1- μ s-Impulsen, verändert werden.

Hohe Steuergeschwindigkeit des Werkzeugs

Zum Bearbeiten eines Werkstückes muß entweder das Werkzeug oder das Werkstück bewegt werden. Beides ist in den herkömmlichen Bearbeitungsverfahren wegen der Masse- oder Wärmequellen-Trägheiten nur mit sehr begrenzter Geschwindigkeit möglich. Auch hier bietet der Elektronenstrahl durch eine Bewegungssteuerung bis zu höchsten Geschwindigkeiten zusammen mit der kurzen Zeit der Energie-Umsetzung im Werkstück neue Möglichkeiten. Die Richtung des Strahles läßt sich mit elektrischen oder magnetischen Feldern beliebig steuern. Der Strahl kann daher durch eine elektronische Zeitplansteuerung mit Geschwindigkeiten von mehr als 100 m/s über das Werkstück geführt werden, die allerdings nur bei geringer Energieumsetzung an der Werkstückoberfläche, beispielsweise in der Halbleiterbearbeitung, in Betracht kommen. Diese Steuermöglichkeiten gestatten es, die heutige Steuerelektronik einschließlich eines Elektronenrechners und damit eine wirtschaftliche Automatisierung anzuwenden.

Chemische Reinheit am Bearbeitungsort

Da ein Elektronenstrahl höchster Leistungsdichte mit kleinstem Fleckdurchmesser und trägheitsloser Steuerung vorläufig nur im Vakuum erzeugt werden kann, muß auch das Werkstück in einen Vakuumraum gebracht werden. Die Vakuumtechnik ist heute aber so fortgeschritten, daß auch die Herstellung von Vakuumkammern größten Ausmaßes für die Aufnahme großer Werkstücke kein Problem mehr ist und die Evakuierungszeit durch große Pumpen auf wenige Minuten beschränkt bleibt, abgesehen davon, daß auch ein kontinuierliches Einschleusen in den Vakuumraum möglich ist. Für den Bearbeitungsvorgang ist das Vakuum ein zusätzlicher Vorteil, der weitgehend eine chemische Verunreinigung durch Gase, insbesondere die Einwirkung des Luftsauerstoffes, beim Schmelzprozeß verhindert. Der Vergleich zwischen dem Vakuum und einer Schutzgasatmosphäre, wie sie beim Schweißen benutzt wird, macht dies deutlich. Einem Vakuum von 10^{-4} Torr, das beim Bearbeiten wünschenswert erscheint und ohne Schwierigkeiten erreicht wird, entspricht eine Verunreinigung einer Gasatmosphäre von nur 0,0001 %.

Technische Ausführung des Verfahrens

Durch Verwerten der Eigenschaften des Elektronenstrahl-Werkzeuges lassen sich Maschinen für die verschiedensten Zwecke entwickeln. Während das Schmelzen im Vakuum die geringsten Anforderungen an die Elektronenoptik und Steuerung des Strahles stellt — es benötigt lediglich eine stromstarke Kathode und leistungsfähige Hochspannungsversorgung bei verhältnismäßig geringen Spannungen von 10 bis 20 kV —, erfordern die übrigen Aufgaben, z. B. Schweißen, Löten, Legieren, besonders aber Fräsen und Bohren in kleinsten Abmessungen die

volle Anwendung elektronenoptischer und elektrischer Mittel.

Auf die technische Durchführung des Verfahrens soll daher an Hand der Beispiele einer Elektronenstrahl-Schweißmaschine und einer Fräsmaschine näher eingegangen werden.

Elektronenstrahl-Schweißen

Zum Schweißen wird eine Wärmequelle benötigt, die ein Ineinanderschmelzen der beiden sich berührenden Werkstückflächen bewirkt. Eine solche Wärmequelle ist der Elektronenstrahl, der jedoch bei niedriger Leistungsdichte zu den gleichen thermischen Wirkungen wie bei dem Autogen- oder Lichtbogenschweißen führt, d.h. zu einer verhältnismäßig breiten Schweißnaht. Erst bei einer Steigerung der Leistungsdichte weit über die bisher bekannten Werte hinaus, bei der z.B. das Metall nicht nur schmilzt, sondern auch in winzigen Bereichen verdampft, läßt sich das „Elektronenstrahl-Tiefschweißen“ erreichen, dessen sichtbares Zeichen die schmale Schweißnaht ist.

In Bild 1 sind die beiden Schmelzzonen schematisch dargestellt. Die breite, entsprechend der Wärmeleitung annähernd radiale Schmelzzone A_1 entsteht bei den üblichen

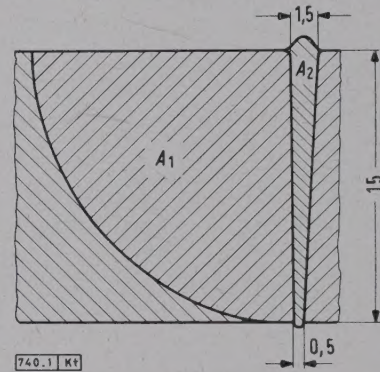


Bild 1. Schmelzzone einer Elektronenstrahl-Stumpfschweißung mit Durchstrahlung des Werkstücks im Vergleich der Schmelzzone bei Oberflächen-erhitzung am gleichen Edelstahl von 15 mm Dicke.

$$A_1 = 353 \text{ mm}^2; \quad A_2 = 15 \text{ mm}^2; \quad A_1/A_2 = 23,5.$$

Schweißverfahren und dem Elektronenstrahl niedriger Leistungsdichte, während die schmale Schmelzzone A_2 nur dem Elektronenstrahl-Tiefschweißen eigen ist [2].

Zum besseren Verständnis des Bearbeitungsvorganges sei die Maschine an Hand eines Prinzipbildes beschrieben, das schematisch die elektronenoptische Säule mit der Strahlquelle, den Justier- und Fokussierelementen und die anschließende Schweißkammer im Querschnitt zeigt (Bild 2).

Die Strahlquelle nach dem Fernfokussystem [3] enthält die Kathode 1, einen elektrisch auf etwa 2600 °C geheizten Wolframdraht als Strahlerzeuger, und die gegen die Kathode negativ vorgespannte Wehnelt-Elektrode 2, deren Aufgabe in der Vorkonzentration und der Intensitätssteuerung des Elektronenstrahls besteht.

Die Elektronen erhalten ihre kinetische Energie $\frac{m v^2}{2} = e \cdot U$ durch eine Spannung U bis 150 kV, die ein elektrostatisches Beschleunigungsfeld zwischen der hochspannungs isolierten Strahlquelle und der Anodenblende 3 am Gehäuse aufbaut. Der vorkonzentrierte, beschleunigte Elektronenstrahl tritt durch die Anodenblende mit unverminderter Geschwindigkeit v hindurch und kann von den folgenden Magnetfeldern der Justierspulen 4, die in zwei Ebenen mit je zwei senkrecht zueinander stehenden Spulenpaaren angeordnet sind, in das elektronenoptische Zentrum der magnetischen Fokussierungslinse 6 justiert werden. Eine dazwischen liegende Wolframblende 5, die wassergekühlt und von außen verschiebbar ist, dient zum Aufnehmen von Streuelektroden und gibt damit einen reproduzierbaren, definierten Strahlquerschnitt. Die Brennweite

der Magnetlinse 6 läßt sich durch Ändern des Spulenstromes verstellen und dient sowohl zum Anpassen an den jeweiligen Arbeitsabstand als auch zum Einstellen des gewünschten, d. h. für die Art des Metalls, seine Dicke und die Form der Naht spezifischen Strahlquerschnittes auf dem Werkstück 8. Der Strahldurchmesser läßt sich damit im Bereich von etwa 0,1 bis 2 mm verändern.

Unterhalb der Fokussierungsspule 6 befinden sich die Ablenkspulen 7, die eine automatische Justierung des Strahles auf die Mitte der vorbeigeführten Nahtstelle zweier zu verschweißender Werkstücke ermöglichen. Außerdem kann der Strahl mit einem sinus- oder trapezförmigen Strom durch die Ablenkspulen quer zur Naht „gewedelt“ werden, was zu einer breiteren Energieverteilung über die Schweißnaht und einer Beeinflussung ihrer Oberfläche führt.

Die elektronenoptische Säule sitzt auf der Schweißkammer, die an der Vorderseite drei Einblickfenster zum Beobachten des Schweißvorganges hat. Die Seitenwände sind abnehmbare Deckel zum Einführen des Werkstückes. An diese können zur Aufnahme längerer Werkstücke zusätzliche Kammern angeflanscht werden. Die zu verschweißenden Werkstücke werden auf einem Verschiebetisch 9 in der Schweißkammer befestigt, der sich von außen in zwei Koordinaten durch Handkurbeln bewegen läßt. Für eine Richtung ist zusätzlich ein Motor mit stufenlosem Getriebe vorgesehen, der das Werkstück mit einer Geschwindigkeit von 6 bis 120 cm/min bewegt. Wenn der Tisch seine Endlage erreicht hat, wird der Motor selbsttätig durch die Endlagenschalter 10 abgeschaltet oder ändert seine Drehrichtung. Zum genauen Justieren des Strahls auf der zu schweißenden Naht und zum Beurteilen der Güte der fertigen Schweißnaht dient ein an der Säule angebrachtes Stereomikroskop mit einstellbarer bis 75-facher Vergrößerung. Zum Herstellen der Schweißnaht wird der Stoß der beiden zu verschweißenden Flächen des Werkstückes bei geringer Strahlintensität mit Hilfe des Stereomikroskops in die Mitte des Strahls justiert und anschließend bei voller Strahlleistung senkrecht zum Strahl bewegt.

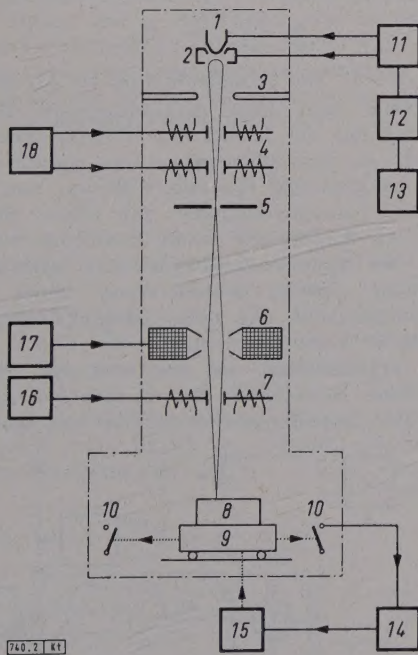


Bild 2. Grundsätzlicher Aufbau einer Elektronenstrahl-Schweißmaschine.

- | | |
|----------------------|-------------------------------|
| 1 Kathode | 10 Endlagenschalter |
| 2 Wehnelt-Elektrode | 11 Heiz- und Steuerspannung |
| 3 Anodenblende | 12 Hochspannungs-Generator |
| 4 Justierspulen | 13 Steuerung der Hochspannung |
| 5 Wolframblende | 14 Steuerung des Motors |
| 6 Fokussierungsspule | 15 Vorschubmotor |
| 7 Ablenkspulen | 16 Ablenkung |
| 8 Werkstück | 17 Linsenstrom |
| 9 Tisch | 18 magnetische Justierung |

Die Impulssteuerung des Strahls, mit der eine sehr feine und genaue Dosierung der Strahlenergie sowie eine kleinste Wärmebeeinflussung der Umgebung der Schweißnaht erreicht werden kann, ist für das Schweißen von sehr dünnen Blechen, Kombinationsschweißungen und Schweißen bei Halbleiter-Bauelementen von besonderer Bedeutung. Dazu wird an die Wehnelt-Elektrode eine positive Impulsspannung veränderbarer Breite gelegt, die den Strahl durch Kompensation der negativen Wehnelt-Spannung bis zur größten Intensität aufsteuert.

Elektronenstrahl-Fräsen und -Bohren

Feinstbearbeitungen mit dem Elektronenstrahl [4] zum Herstellen komplizierter Profilfräsungen, feiner Bohrungen und Oberflächenbearbeitungen im Mikrobereich lassen sich im Prinzip mit dem elektronenoptischen Aufbau einer Schweißmaschine durchführen. Sie bedingen jedoch für den notwendigen wirksamen Strahldurchmesser von $\leq 10 \mu\text{m}$ auf dem Werkstück zusätzliche elektronenoptische Mittel zur Korrektur von Linsenfehlern, eine stärkere Verkleinerung des abzubildenden Strahlüberkreuzungspunktes der

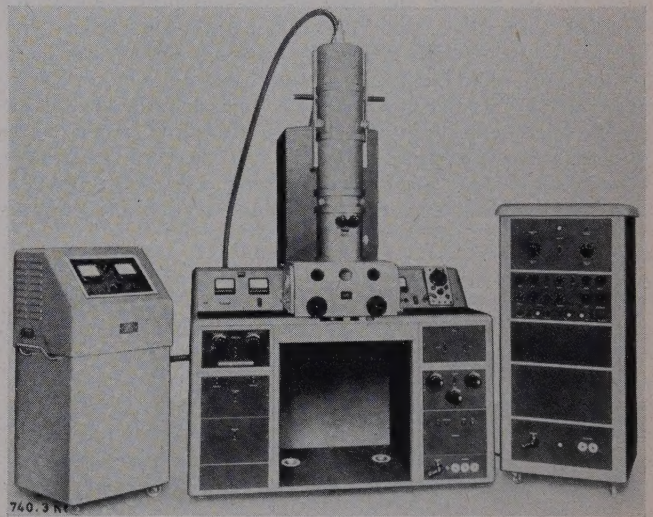


Bild 3. Elektronenstrahl-Fräsmaschine.

Strahlquelle und elektrische Stabilisierungen hoher Konstanz. Im Gegensatz zum Schweißen wird die Leistungsdichte so weit erhöht, daß das Metall am Auftreffpunkt des Elektronenstrahls verdampft.

Von besonderer Wichtigkeit für die Güte der Bearbeitung ist auch hier eine strenge Begrenzung der thermischen Wirkung auf den unmittelbaren Bearbeitungsort, die eine Voraussetzung für die Herstellung von Schlitten mit einem Verhältnis von Breite zu Tiefe bis zu 1 : 40 ist. Dies ist nur durch eine impulsgesteuerte Einwirkung der Wärmequelle, beispielsweise durch eine Intensitätssteuerung des Elektronenstrahles über die Wehnelt-Elektrode mit Impulsdauern bis hinab zu Bruchteilen einer Mikrosekunde bei einstellbaren Tastverhältnissen zu erreichen. Das augenblickliche Umsetzen der kinetischen Energie des Elektronenstrahl-Impulses bei Leistungsdichten von einigen Megawatt je Quadratzentimeter ermöglicht ein genau kontrollierbares Abtragen des Materials am gewünschten Ort mit einer möglichst geringen Beeinflussung benachbarter Zonen.

Die abzutragende Form wird dem Elektronenstrahl durch eine Steuerung, beispielsweise mit Hilfe von Magnetfeldern, übermittelt. Spulenarrangierungen zwischen Fokussierungslinse und Werkstück werden dazu mit Strömen gespeist, die den Strahl in der gewünschten Richtung und Zeitfolge ablenken.

Bild 3 zeigt eine Elektronenstrahl-Fräsmaschine mit der elektronenoptischen Säule auf der Bearbeitungskammer, getragen von einem Gestell, das die Vakuumpumpen,

den Hilfsspannungsteil im Ölkessel, die Impulsgeräte und die elektronischen Versorgungsgeschäfte enthält. An der Säule ist vorn das Stereomikroskop zu erkennen, mit dem eine Kontrolle während und nach der Bearbeitung des Werkstückes möglich ist. Es gestattet eine bis zu 75-fache Vergrößerung. Links steht die bewegliche Hochspannungsanlage mit einer stabilisierten Gleichspannung bis 150 kV und den Instrumenten für Hochspannung und Strahlstrom. In dem Schrank an der rechten Seite sind die Profilsteu- rung, das Impuls-Anstoßgerät und eine elektronische Kreis- führung des Strahles untergebracht.

Elektronische Probleme

Elektronenstrahl-Werkzeugmaschinen sind ihrem Wesen und Aufbau nach elektrotechnische Geräte mit einer Reihe von Entwicklungsproblemen der Elektronenoptik, Hochspannungstechnik und Elektronik. Auf einige dieser Fragen, die von allgemein elektrotechnischem Interesse sein könnten, soll hier eingegangen werden.

Die Energie des Elektronenstrahls wird von einem Hochspannungserzeuger mit einer Gleichspannung bis zu 150 kV geliefert. Der Bereich der erforderlichen Gleichstromleistung erstreckt sich bei dem Elektronenstrahl-Schweißen von 100 W bis zu einigen Kilowatt, während das Fräsen und Bohren nur eine Elektronenstrahl-Leistung bis zu 80 W benötigt. Die Forderungen an die zulässige Restwelligkeit der hohen Gleichspannung und die Konstanz gegen Netzspannungsschwankungen ergeben sich aus der zulässigen Schwankung des Strahldurchmessers am Auftreffpunkt, wobei die Beziehung zwischen Beschleunigungsspannung

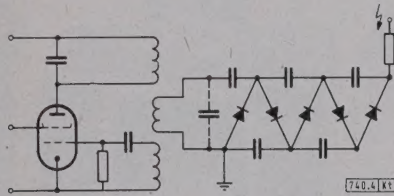


Bild 4. Grundschaltbild einer mit Hochfrequenz betriebenen Gleichspannungs-Vervielfacher-Kaskade.

und elektronenoptischer Abbildung eine kurze Betrachtung der elektronenoptischen Zusammenhänge für diesen besonderen Fall erfordert.

Der Elektronenstrahl wird in einem Richtstrahler erzeugt, der möglichst hohe Elektronenstromdichte in einem kleinen Querschnitt vereinigt, d. h. einen hohen Richtstrahlwert haben soll. Die nutzbare Apertur α des Strahlers ist klein und liegt bei 10^{-3} bis 10^{-1} . Die Aufgabe der magnetischen Linse besteht in einer verkleinerten Abbildung des Strahlüberkreuzungspunktes (crossover) des Richtstrahlers auf dem Werkstück. Die Beziehung zwischen der Brennweite b dieser Linse und der Beschleunigungsspannung U

$$\frac{1}{b} = \frac{e}{8mU} \int_{-\infty}^{+\infty} B_z^2 dz \quad (1)$$

oder

$$b \approx \frac{100 \cdot U}{d \cdot H_0^2} \quad (2)$$

gilt für die „dünne“ magnetische Linse, bei welcher der Brennpunkt außerhalb des Linsenfeldes liegt, wie es für den hier untersuchten Fall zutrifft. In Gl. (1) und (2) bedeuten e Ladung des Elektrons, m Masse des Elektrons, B_z magnetische Induktion, z axiale Richtung, d Halbwertsbreite der axialen Feldstärke-Verteilung, H_0 magnetische Feldstärke. Die Änderung der Brennweite ist also unmittelbar proportional der Änderung der Beschleunigungsspannung. Wie in der Lichtoptik entstehen auch bei der elektronenoptischen Abbildung mit magnetischen oder elektrostatischen Linsen Abbildungsfehler, die sich für die Materialbearbeitung als unerwünscht, wenn auch geringe

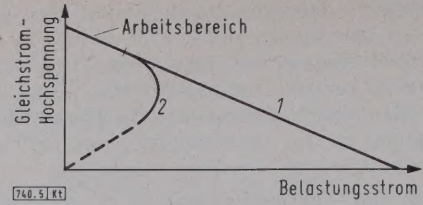


Bild 5. Belastungskennlinie eines normalen 50-Hz-Hochspannungsgleichrichters 1 und einer Hochfrequenz-Kaskade 2.

Verbreiterung der Energieverteilung im Strahlquerschnitt am Werkstück bemerkbar machen. Von den verschiedenen Linsenfehlern sind hier nur der Öffnungsfehler und der Farbfehler von wesentlichem Einfluß.

Der durch einen Linsenfehler verursachte Zerstreuungskreis, dessen Durchmesser δ_0 annähernd als Verbreiterung des Brennflekes gerechnet werden kann, ist für den Öffnungsfehler gegeben durch

$$\delta_0 = \alpha^3 \cdot C_0, \quad (3)$$

also proportional dem Öffnungsfehler C_0 . Der Zusammenhang mit den Linsenparametern ergibt sich über die sogenannte Linsenstärke

$$k^2 \approx \frac{H_0^2 \cdot d^2}{U} \quad (4)$$

und

$$C_0 \approx \frac{2d}{\pi^3 \cdot k^6} \approx \frac{d}{4} \left(\frac{b}{d} \right)^3, \quad (5)$$

d. h. C_0 ist proportional U^3 . Eine Spannungsänderung geht mit der dritten Potenz in die Änderung des Fehlerscheibchens ein, d. h. eine Schwankung der Strahlspannung um 10 % verursacht eine Schwankung des Fehlerscheibchens um etwa 30 %.

Eine weitere Beeinflussung des Strahlquerschnittes durch Spannungsschwankungen ergibt sich aus dem Farbfehler C_F , der die verschiedene Geschwindigkeit der Elektronen bei der Abbildung berücksichtigt, entsprechend den Farben oder den verschiedenen Wellenlängen der Lichtstrahlen. Der Durchmesser des Farbfehlerscheibchens ist

$$\delta_F = \alpha \cdot \frac{\Delta U}{U} \cdot C_F, \quad (6)$$

wobei $C_F \sim b \sim U$ die Proportionalität zu ΔU zeigt.

Berücksichtigt man diese Abhängigkeiten für die gegebenen Parameter der Linsen und Strahlquellen, so empfiehlt sich für die Schweißmaschine eine Stabilisierung der Beschleunigungsspannung mit einer Toleranz von etwa 1 %, die auch bei Feinschweißungen mit einem Strahldurchmesser bei 0,1 bis 0,2 mm keine merkliche Nahtbreitenänderungen bei Spannungsschwankungen ergeben. Diese verhältnismäßig geringe Stabilisierung bildet auch für Gleichspannungsquellen mit einer Ausgangsleistung bis zu einigen Kilowatt keine Probleme.

Bei der Fräsmaschine, wo der wirksame Strahldurchmesser $\leq 10 \mu\text{m}$ beträgt, ist der Einfluß der Abbildungsfehler und ihre Spannungsabhängigkeit von viel größerer

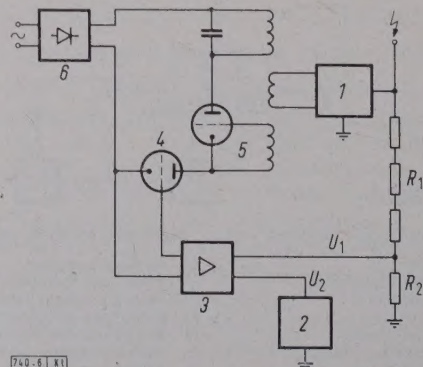


Bild 6. Grundschaltbild einer stabilisierten Hochfrequenz-Gleichspannungs-Kaskade.

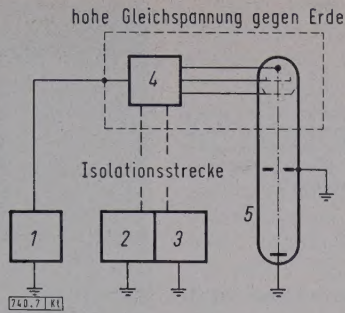


Bild 7. Hilfsspannungsgeräte auf hohem Gleichspannungspotential gegen Erde.

Bedeutung, so daß die Schwankungen der Beschleunigungsspannung 10^{-3} bis 10^{-4} von der Nennspannung nicht überschreiten dürfen. Die größte Restwelligkeit der hohen Gleichspannung soll jeweils noch unter dem Wert der zulässigen Gleichspannungsänderung liegen.

Für die Wahl des Hochspannungserzeugers zum Betrieb der Fräsmaschine ist zu beachten, daß im Gegensatz zu dem Elektronenstrahl-Schweißen die größte Strahlleistung bei Feinstbearbeitungen nur selten 100 W erreicht. Es erscheint daher das Prinzip der hochfrequenzbetriebenen Kaskade für die Gleichspannungs-Vervielfachung am geeignetsten, da es mit wirtschaftlichem Aufwand eine Abweichung von nur 10^{-3} bis 10^{-4} der Nennspannung bei einer Restwelligkeit der Gleichspannung unter 0,1 % erreicht und sowohl durch die geringe Ausgangskapazität als auch die besondere Belastungskennlinie zusätzliche technische Vorteile bietet [5].

Die Anordnung von Greinacher zur Spannungsverdopplung wird kaskadenförmig in mehreren Stufen aufeinander gesetzt und von einem Oszillator mit einer Wechselspannung im Bereich von 30 bis 100 kHz gespeist (Bild 4). Die Ausgangs-Gleichspannung U ist dann gegeben durch

$$U = 2 \cdot n \cdot \nu \cdot u, \quad (7)$$

wobei u die größte Eingangs-Wechselspannung, n die Anzahl der Stufen und ν ein Faktor ist, der die wirksame Spannungs-Vervielfachung angibt und von den Streukapazitäten und Kaskadenverlusten abhängt. Der Vorteil einer Speisung mit höherer Frequenz ist aus der Beziehung für die Restwelligkeit ersichtlich.

$$\delta_u = \frac{I}{2 \cdot C \cdot f} n \cdot (n + 1) \quad (8)$$

d. h. für eine vorgegebene Restwelligkeit, Stufenzahl n und Verbraucherstrom I können die Kaskaden-Stufenkapazitäten C um so kleiner gemacht werden, je höher die Frequenz f der Speisespannung ist. Eine kleine Kaskadenkapazität ergibt aber eine erheblich geringere Entladeenergie $U^2 \cdot C/2$, die auch bei Überschlügen, wie sie bei schlechtem Vakuum in der Säule der Elektronenstrahl-Maschinen gelegentlich vorkommen können, mit einer Spannungsdifferenz von 150 kV zu keiner erkennbaren Zerstörung am Überschlagsort führt.

Wird der Oszillator in einer selbsterregten Anordnung benutzt, so ergibt sich eine außerordentlich günstige Belastungskennlinie $U = f(I)$ (Bild 5). Im Arbeitsbereich nimmt die Spannung entsprechend dem Innenwiderstand proportional mit zunehmendem Belastungsstrom ab. Oberhalb eines bestimmten Stromes steigt der Innenwiderstand plötzlich exponentiell an, verursacht durch die von der Kaskade gegebene Dämpfung und damit verbundene Phasendrehung im selbsterregten Oszillator. Die Kaskaden-Ausgangsspannung und der entnommene Strom, im Gegensatz zu den üblichen Gleichrichteranlagen, werden praktisch Null, wodurch sich ein von zufälligen Versagern unabhängiger Schutz des angeschlossenen Gerätes gegen Dauerkurzschlußstrom ergibt. Auch bei Berührung der Hochspannung, die allerdings nur bei auseinandergenommenem Gerät und Außerbetriebsetzung der Sicherheitsvorrichtungen möglich ist, kann kein tödlicher Dauerstrom fließen, da der größte Dauerstrom nur etwa 2 mA beträgt.

Zur Spannungsstabilisierung (Bild 6) wird von der hohen Ausgangs-Gleichspannung der Kaskade 1 als Regelgröße über einen hochohmigen Spannungsteiler $R_1 + R_2$ ein Bruchteil dieser Spannung mit einer sehr konstanten Bezugsspannung verglichen und die Differenz als Steuerspannung einem Gleichspannungsverstärker 3 zugeführt. Die verstärkte Differenzspannung steuert eine Röhre 4, die als Stellglied die Größe der Speisespannung des Oszillators 5 und damit wiederum die Größe der hohen Gleichspannung steuert. Die Regelanordnung ist bestrebt, die Abweichung des Ist-Wertes von dem Soll-Wert möglichst klein zu halten und bewirkt damit ein Ausregeln sowohl von Netzspannungs- als auch von Lastschwankungen. Der Regelfaktor der Anordnung liegt bei 1000, so daß eine Netzspannungsänderung von 10 % nur eine Hochspannungsänderung von 10^{-4} der Nennspannung nach sich zieht [6]. Bei einer Laständerung vom Leerlauf bis zur Vollast liegt die Änderung der Hochspannung wenig über 10^{-4} , da der Innenwiderstand durch die Regelschaltung von etwa 100 M Ω auf 0,05 M Ω herabgesetzt wird. Überschreitet die Belastung jedoch einen Strom von etwa 1 mA, so setzt die Regelung aus, und die natürliche Strombegrenzung durch den exponentiell ansteigenden Innenwiderstand kommt zur Wirkung.

Die Hochspannungs-Kaskade ist in einem Ölkessel von 30 cm Dmr. und 60 cm Länge untergebracht und enthält Hochspannungs-Trockengleichrichter, die einen wartungsfreien Betrieb hoher Lebensdauer gewährleisten. Die größte Ausgangsleistung der Anlage liegt bei 80 bis 100 W, abhängig von der eingestellten Hochspannung. Die größte Restwelligkeit ist $5 \cdot 10^{-5}$, während die größte Abweichung etwa 10^{-4} der Nennspannung beträgt.

Ein weiteres Problem der Hochspannungstechnik bringt die Notwendigkeit von Hilfsspannungsquellen auf hohem Gleichspannungspotential gegen Erde, die von der Erdseite her gesteuert werden müssen (Bild 7). Damit liegen aber zwangsweise Kathode und Wehnelt-Spannung auf hoher negativer Gleichspannung gegen Erde und erfordern außer dem hochspannungs isolierten Aufbau in der elektronenoptischen Säule für die entsprechenden Speisespannungen eine Energiezufuhr und Steuerung über eine Isolierstrecke.

Verschiedene Lösungen mechanischer, elektrischer und — für die Steuerung — auch optischer Art bieten sich an, deren Auswahl sich weniger nach grundsätzlichen Erwägungen als nach den gegebenen konstruktiven Möglichkeiten und der Höhe der Isolationsspannung richtet. Sehr zweckmäßig erweisen sich beispielsweise bei einer Gleichspannung unter 300 kV Isolier-Transformatoren, die eine Energieübertragung mit Netzfrequenz und gleichzeitig eine Steuerung durch

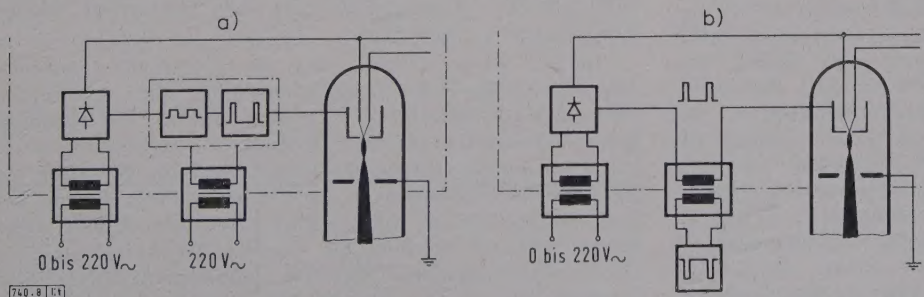


Bild 8. Impulsbetrieb der Elektronenstrahlquelle.

a) Impulsgenerator auf Hochspannungspotential, b) Impulsgenerator auf Erdpotential.

die am Netz, d.h. also hochspannungstechnisch auf Erdpotential liegende Primärwicklung, ermöglichen.

Die Impulssteuerung des Elektronenstrahls läßt sich ebenfalls mit Isolier-Transformatoren durchführen. Einmal wird die Energie über die Isolationsstrecke sinusförmig mit der Netzfrequenz zugeführt, die nur zum Speisen eines auf Hochspannung liegenden Impulsgerätes benutzt wird (Bild 8). Zum anderen kann auch die Impulsspannung, die einige hundert Volt betragen muß, auf der Erdseite erzeugt und über einen Isolier-Impulstransformator übertragen werden.

Die Vielseitigkeit des Elektronenstrahl-Werkzeuges zeigt sich auch in den Möglichkeiten der Steuerung zum Ausarbeiten der verschiedensten Bohrungen oder Einfräsungen in einem Werkstück. Durch Kombinationen von Strömen mit Sägezahn-, Rechteck- oder Sinusform, die zeitlich nacheinander den Ablenkspulen zugeführt werden, lassen sich Profil-, Seiten- oder Flächenabstastungen herstellen, die zum Ausarbeiten gewünschter Profile führen. Die Spinddüsenplatte (Bild 9) zeigt verschiedene Formen von Fräsungen in 0,5 mm dickem Edelstahl, die mit einem Steuergerät nach diesem Kombinationsprinzip ausgeführt wurden. Die

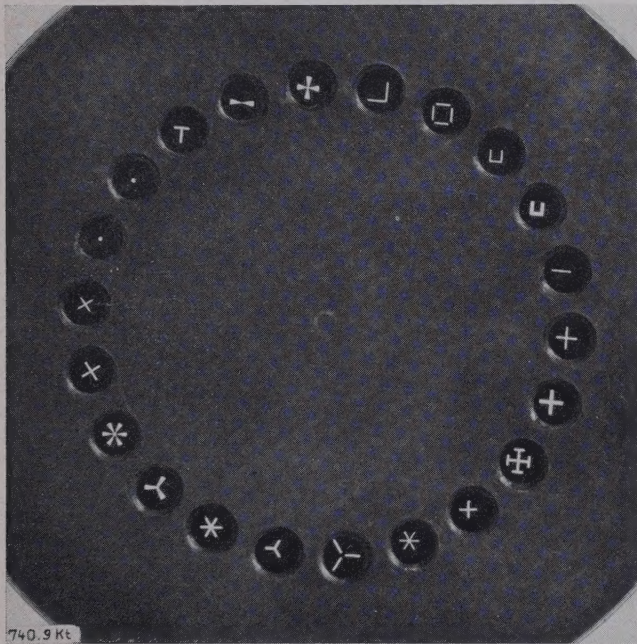


Bild 9. Ausschnitt aus einer Spinddüsenplatte mit im Elektronenstrahlgerät gefrästen Profilen (Edelstahl 0,5 mm dick).

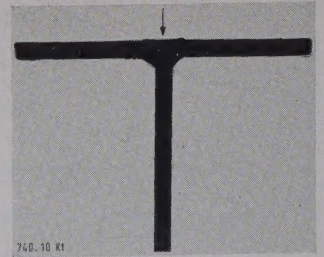
Profilschlitz: kleinste Breite rd. 50 µm, Länge 0,5 bis 1 mm.

Länge und Breite der Schlitz läßt sich durch Verändern der Amplitude der einzelnen Generatoren einstellen, während die Lage der nicht im Mittelpunkt der Figur gelegenen Schlitz durch zusätzliche Ablenk-Gleichströme bestimmt wird. Ein Impulsgeber sorgt für die selbsttätige Zeitfolge der Ablenkungen bzw. die aufeinanderfolgende Bearbeitung der verschiedenen Schlitz einer Figur.

Eine Unabhängigkeit von vorgegebenen Kombinationen bringt die zeilenmäßige Abstastung aufgezeichneter Figuren durch ein Fernseh-Aufnahmegerät, dessen optische Informationen über den Bildinhalt in elektrische Ströme umgewandelt und zum Steuern der Intensität des Elektronenstrahls benutzt werden. Den Ablenkspulen der Elektronenstrahl-Fräsmaschine werden dabei, analog zur Fernseh-Wiedergaberöhre, die entsprechenden Ablenkströme synchron mit der Fernseh-Aufnahmeröhre zugeführt. Die notwendige Abstastgenauigkeit und Stabilisierung ist allerdings höher als bei den Fernsehgeräten und verlangt eine starke Frequenzkopplung der beteiligten Oszillatoren.

Im Prinzip ganz ähnlich ist die Abstastung der gewünschten Figur durch einen Lichtpunkt, der synchron mit einer Rasterablenkung des Elektronenstrahls gesteuert wird. Die

Bild 10. T-Schweißung. Der Elektronenstrahl durchdringt die obere Platte und verschweißt horizontale und vertikale Platte an der Stoßstelle.



Helligkeits-Information wird als elektrische Amplitude zum Aufsteuern des Strahles über die Wehnelt-Elektrode bzw. zum Entsperren des Impulsgenerators benutzt, der die negative Vorspannung zur Strahlspernung impulsweise so lange aufhebt, bis der Helligkeitswert bei der Abstastung in der entsprechenden Zeile wieder eine wesentliche Änderung erfährt, d.h. die Begrenzung der Figur an dieser Stelle beendet ist.

Eine in thermischer Hinsicht optimale Bearbeitung mit dem Elektronenstrahl wird dann erreicht, wenn der Strahl beim Ausarbeiten einer Figur nicht kontinuierlich von Punkt zu Punkt geführt wird, beispielsweise in einer Art Konturabstastung, sondern nacheinander an ganz verschiedenen, weit auseinanderliegenden Stellen des Profils seine Energie in Wärme umsetzt. Jeder Punkt erhält dadurch nur sehr kurzzeitig eine bestimmte Wärmezufuhr und hat bis zum nächsten Bearbeitungsschritt die Verlustwärme durch Abstrahlung und Wärmeleitung verteilt. Die Aufheizung in der Umgebung des Bearbeitungsortes wird so am geringsten, was besonders für das Bearbeiten von Halbleitern entscheidend sein kann.

Dieses Bearbeitungsverfahren kann z.B. mit einer Vorprogrammierung und Eingabe an ein Magnetbandgerät gelöst werden, das über Zwischenspeicher einen Digital-Analog-Konverter steuert, der an die Ablenkspulen des Elektronenstrahl-Gerätes die jedem Punkt der zu bearbeitenden Fläche des Werkstückes zugeordneten Stromwerte gibt. Die Anforderungen an die Genauigkeit der Positionierung bzw. der Analogwerte sind hoch, und die notwendige Zahl der Positionswechsel je Sekunde für eine genügend schnelle und wirtschaftliche Werkstückbearbeitung ergibt zusätzliche Probleme durch die dynamischen Verhältnisse an den Ablenkspulen. Es ist jedoch mit einer solchen Zeitplansteuerung eine fast unbegrenzte Vielfalt von Möglichkeiten gegeben, die auch komplizierteste Fräsungen und Oberflächenbearbeitungen gestattet.

Anwendung und Ausblick

Die technische Verwirklichung der Elektronenstrahl-Materialbearbeitung ist noch jung. Wenn daher noch kein systematischer Überblick der gesamten Anwendungen gegeben werden kann, so zeigen doch einige Beispiele aus der bisherigen Praxis jetzt schon die Besonderheiten, die beispielsweise durch das Elektronenstrahl-Tiefschweißen dem Konstrukteur ganz neuartige Konstruktionsmöglichkeiten an die Hand geben und im Falle des Elektronenstrahl-FräSENS und der Oberflächenbearbeitung für die Mikro-Miniaturisierung im Zusammenhang mit der Halbleitertechnik voraussichtlich eine der wichtigsten Bearbeitungsverfahren darstellen.

In der Schweißtechnik sind die Fortschritte besonders bei der Verarbeitung hochschmelzender oder schwierig zu schweißender Metalle zu erkennen. Obwohl die systematischen Untersuchungen zum Feststellen der Grenzwerte für die zu verschweißenden Stoffdicken und die Eindringtiefen des Elektronenstrahles in die verschiedenen Stoffe noch nicht abgeschlossen sind, sollen doch als Anhalt einige Werte genannt werden, die nur als Ergebnisse aktueller Problemstellungen und nicht als endgültige Grenzwerte anzusehen sind (Tafel 1). Die Materialdicke gibt den Wert an, für den eine Stumpfschweißung auf der gesamten Berührungsfläche gelungen ist.

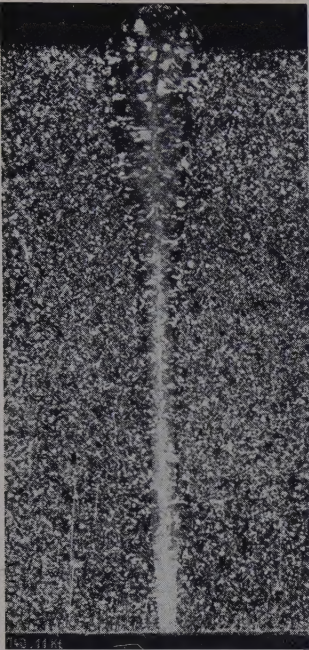


Bild 11. Typische Stumpf-Schweißnaht beim Elektronenstrahl-Tiefschweißen. Chrom-Nickel-Stahl mit 18 % Cr und 8 % Ni; 15 mm dick.

Aber nicht nur auf dem Gebiet der Reaktor- und Raketentechnik, wo das Verschweißen der in Tafel 1 genannten Metalle von großer Wichtigkeit ist und die ersten Erfolge des Verfahrens im industriellen Einsatz erzielt wurden, ergeben sich neue Möglichkeiten. Durch die hohen Schweißgeschwindigkeiten bei geringem Verziehen des Werkstücks, die mit dem Elektronenstrahl-Tiefschweißen erreicht werden, finden sich fast in jedem Anwendungsgebiet der Schweißtechnik Fälle, in denen dieses Verfahren vorteilhaft benutzt werden kann.

Mit dem Verfahren des „Durchschweißens“ durch geschlossene Bleche lassen sich Schweißverbindungen an Orten herstellen, die sonst nicht zugänglich sind. Ein Beispiel zeigt eine T-Schweißung (Bild 10), bei

der ein Elektronenstrahl das waagerechte Blech von oben durchdrungen und eine einwandfreie Schweißverbindung mit dem senkrecht dazu stehenden Blech hergestellt hat.

Auch sehr dünne Folien lassen sich in dieser Weise mit einem dicken Blech verschweißen, was z.B. für den Stahlflugzeugbau besonders interessant ist. Kombinationsschweißungen von Materialien mit sehr verschiedenem Schmelzpunkt, z.B. Kupfer mit Stahl, gelingen, und auch die Verbindung Metall—Keramik liegt im Bereich der technischen Möglichkeiten dieses Verfahrens. In der Elektrotechnik, vor allem auf dem Gebiet der Halbleitertechnik, dürften die Feinstschweißungen von großem Interesse sein, die eine geringe Temperaturbeeinflussung der Umgebung aufweisen.

Das Verfahren ist keineswegs auf kleine Werkstücke beschränkt, da Schweißkammern großer Abmessungen für die Vakuumtechnik heute kein Problem mehr sind, wie das Beispiel einer Elektronenstrahl-Schweißmaschine mit 20 m langer und 1 m breiter Kammer zeigt, die im Serienbetrieb 8 m lange Werkstücke aus Zircaloy schweißt.

Besonders die einfache und fast trägheitslose elektrische Steuerung des Elektronenstrahl-Werkzeuges zusammen mit der verhältnismäßig hohen Schweißgeschwindigkeit wird einen hohen Grad der Automatisierung ermöglichen.

Zum Abschluß der Beispiele in der Schweißtechnik zeigt Bild 11 eine Stumpfschweißung von Chrom-Nickel-Stahl, die gut die charakteristische schmale Schweißnaht erkennen läßt.

Die Anwendung für das Fräsen, Bohren, Legieren und Aufdampfen mit dem Elektronenstrahl sind in der Elektrotechnik im Hinblick auf die in Gang befindliche Mikro-Miniaturisierung elektronischer Bauelemente von besonderer Bedeutung. Das Bestreben dieser Technik zielt dahin,

die Anzahl von elektronischen Bauelementen, beispielsweise in einem Würfel mit einem Volumen von 1 l, die bei Verwendung der bekannten Miniaturteile und Transistoren etwa 2000 beträgt, auf etwa 500 000 zu erhöhen, wobei verschiedene Zwischenstufen in der Entwicklung erreicht sind.

Ein Grundelement dieser neuen Technik ist eine dünne Keramikplatte mit 8 mm × 8 mm Seitenlänge und einer Dicke von 0,25 mm, die als Träger verschiedener halbleitender oder leitender Schichten dient und durch weitere Bearbeitung in elektronische Bauelemente übergeführt werden kann. Eine solche Bearbeitung durch einen Elektronenstrahl zeigt Bild 12, wobei die Widerstandsschicht in einen mäanderförmigen Widerstand umgewandelt wurde. In ähnlicher Weise lassen sich Spulen und durch Zwischenaufdampfungen Kondensatoren und auch Halbleiterdioden herstellen. Die Keramikplatten werden aufeinander geschichtet und Miniatur-Transistoren dazwischen eingesetzt. Sie ergeben als „Modul“ eine aktive Baugruppe in Form von Miniatur-Oszillatoren, Kippstufen und Verstärkern. Eine Weiterentwicklung ist die Einkristallplatte als Träger, aus der durch Dopen, Legieren und Aufdampfen unmittelbar ein Mikro-Elektronenschalter bzw. eine bistabile Grundstufe eines Elektronenrechners hergestellt werden kann, wo-

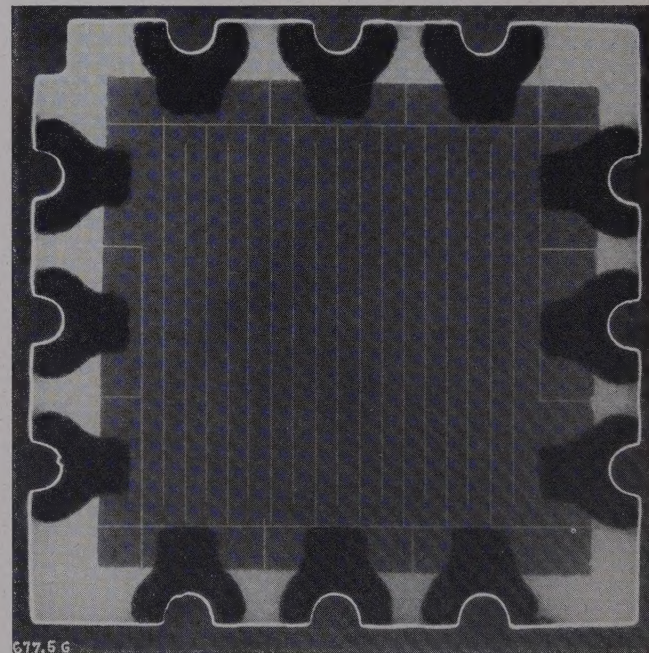


Bild 12. Bearbeitung einer Widerstandsschicht auf einer Keramikplatte von 8 mm × 8 mm (Mikro-Modul-Technik); Schlitzbreite 0,01 mm.

bei eine solche Einheit nur 4 mm × 7 mm × 0,5 mm groß ist. Den vorläufigen Abschluß bilden die Molekularkreise aus aufgedampften Schichten.

Um diese Entwicklungen verwerten zu können, muß man ein Bearbeitungswerkzeug zur Verfügung haben, das in diesen winzigen Dimensionen eine ausreichend genaue, schnelle und reproduzierbare Fertigung gewährleistet. Hierzu erscheint der Elektronenstrahl deswegen besonders geeignet, weil er drei wichtige Voraussetzungen erfüllt:

1. Der wirksame Strahlquerschnitt, der die Größe der Einwirkungsfläche des Werkzeuges darstellt, kann durch Verwenden von elektronenoptischen Korrektur-elementen auf einen Durchmesser < 1 µm verringert werden. Schon das Beispiel des Mikromanipulators nach Möllenstedt zeigt diese Möglichkeit [7].

2. Die Intensität der Bearbeitung läßt sich durch eine Impulssteuerung des Strahles in sehr weiten Grenzen verändern, so daß auch das schwierige Problem der Wärmebeeinflussung bei der Halbleiterherstellung zu lösen ist.

3. Nicht zuletzt machen die große Arbeitsgeschwindigkeit und präzise Strahlführung durch elektrische Mittel das Elektronenstrahl-Verfahren für die Technik der Mikro-Miniaturisierung besonders geeignet.

Tafel 1. Tiefe der Stumpfschweißung verschiedener Metalle.

Metall	Schmelzpunkt °C	Stoffdicke mm
Wolfram	3377	2 bis 3
Tantal	2997	6
Molybdän	2577	4
Zirkon	1859	15
Titän	1672	10
Chrom-Nickel-Stahl	1425	25

Das Fräsen kleiner Schlitz in verschiedenen Anordnungen zum Herstellen von Spindnutenprofilen mit Schlitzbreiten von 50 µm in einem Edelstahl von 0,5 mm Dicke und Balkenlängen von 0,5 bis 1 mm zeigte bereits Bild 9. Die verschiedenen Profile sollen den Kunststoffasern unter anderem auch ein besseres Luftstau-Vermögen erteilen, damit ihre Eigenschaften den natürlichen Fasern besser angepaßt werden. Bild 13 zeigt das Beispiel einer Bohrung in einem nichtmetallischen Werkstoff. Es ist ein

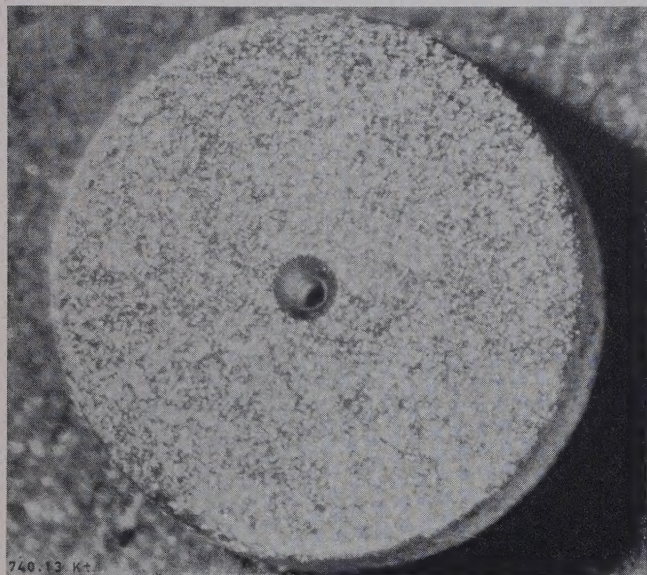


Bild 13. Elektronenstrahl-Bohrung eines Loches von 50 µm Dmr. in einem Uhrenstein aus Rubin.

Uhren-Lagerstein aus Rubin (Al_2O_3) mit einer Bohrung von 50 µm Dmr. Ebenso lassen sich auch andere Materialien, z.B. Ferrite, Keramik, Quarzglas, mit dem Elektronenstrahl bearbeiten.

Die Darstellung der Anwendungen des Elektronenstrahls für die Werkstückbearbeitung muß lückenhaft bleiben, weil der Aufsatz sonst zu umfangreich werden würde. Die erwähnten Anwendungen mögen daher nur als Beispiele für zahlreiche ähnliche und voraussichtlich in der Zukunft neu zu findende Anwendungen dienen.

Zusammenfassung

Die Verfasser beschreiben neue Verfahren der Materialbearbeitung, bei denen Elektronenstrahlen zum Schmelzen, Schweißen, Schneiden, Löten, Fräsen, Bohren, Legieren und Aufdampfen verwendet werden. Wesentliche Eigenschaften dieser Verfahren sind hohe Leistungsdichte am Bearbeitungsort, geringes Verziehen durch Wärmeeinwirkung, sehr kurze Schaltzeiten der Wärmequelle, hohe Steuergeschwindigkeit des Elektronenstrahles als Werkzeug, vielseitige Möglichkeiten der Automatisierung durch elektrische Mittel und chemische Reinheit am Bearbeitungsort. Die Ausführung der Maschinen für diese Bearbeitungen und einige elektrotechnische Probleme werden an Hand des Elektronenstrahl-Tiefschweißens und des -FräSENS erläutert. Den Abschluß bilden Beispiele für die Anwendung in der Schweißtechnik und die Bearbeitung von Halbleitern in Verbindung mit der Mikro-Miniaturisierung.

Schrifttum

- [1] Steigerwald, K. H.: Materialbearbeitung mit Elektronen. Phys. Verh. Bd. 4 (1953) S. 123.
- [2] Steigerwald, K. H.: Materialbearbeitung mit Elektronenstrahlen. 4. Internationaler Kongreß für Elektronenmikroskopie. Springer-Verlag, Berlin 1958.
- [3] Steigerwald, K. H.: Ein neuartiges Strahlerzeugungssystem für Elektronenmikroskopie. Optik Bd. 5 (1949) S. 469-478.
- [4] Schleich, F.: Herstellung feiner Fräsungen mit Elektronenstrahlen. 4. Internationaler Kongreß für Elektronenmikroskopie. Springer-Verlag, Berlin 1958.
- [5] Panzer, S.: Hochspannungsanlagen nach dem Hochfrequenz-Kaskaden-Prinzip. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 321-328.
- [6] Panzer, S., u. Schönwälder, G.: Hochspannungsanlagen für 150 kV. Zeiss-Werk.-Zt. Jg. 1960, H. 36.
- [7] Möllenstedt, G., u. Speidel, R.: Elektronenoptischer Mikroschreiber unter elektronenmikroskopischer Arbeitskontrolle. Phys. Bl. Bd. 16 (1960) S. 192-198.
- [8] Stöhr, J. A.: Sondure des métaux sous vide. Le vide Bd. 75 (1953) S. 163-171.
- [9] Wyman, W. L.: High vacuum electron beam fusion welding. Weld. Res. Bd. 11 (1958) S. 49-53.
- [10] Berg, R. T.: Electron beam machining. Amer. Mach. Bd. 103 (1959) S. 115-116.
- [11] Burton, C., u. Frankhouser, W.: Electron beam welding. Experimental results. Weld. J. Weld. Res. Suppl. October 1959.
- [12] Burton, C., u. Matchett, R. L.: Electrons shot from guns make high-purity welds. Amer. Mach. Bd. 103 (1959) S. 95-98.
- [13] Bas, E., u. Cremosnik, G.: Schweißen mit Elektronenstrahlen. Z. angew. Math. Phys. Bd. 10 (1959) S. 432-435.
- [14] Crane, T. H.: Electron beam welding. Metal Working Jg. 1959, S. 5-7.
- [15] Steigerwald, K. H.: Schweißen und Schneiden mit Elektronenstrahlen. Schweißen u. Schneiden Bd. 12 (1960) S. 89-96.
- [16] Panzer, S.: Schweißen mit dem Elektronenstrahl. Schiff u. Hafen Bd. 5 (1960) S. 392-394.
- [17] Opitz, W.: Electron beam machining laboratory developments. Proc. 2nd Alloy Symposium on Electron Beam Processes, 1960.

Übersicht über Compoundierungsschaltungen für Synchrongeneratoren

Von Werner Volkmann, Berlin *)

DK 621.313.322.013.8.078

Als Compoundierungsschaltungen für Synchronmaschinen bezeichnet man Schaltungen, die mit Hilfe der Wechselspannungen und Wechselströme des Generators den zur Erregung nötigen Gleichstrom liefern. Compoundierungsschaltungen sind seit den Anfängen der Synchronmaschine bekannt.

Allgemeines

Schon Arnold widmete in seinem 1904 erschienenen Buch [1] volle 50 Seiten derartigen Anordnungen. Ihre große Bedeutung vor mehr als 50 Jahren erklärt sich dadurch, daß am Beginn der elektrischen Energieversorgung kleine Inselnetze bestanden, so daß an den Generatoren relativ große Laststöße auftreten konnten. Zur Vermeidung störender Spannungseinbrüche mußte die Erregung sehr schnell nachfolgen. Dafür waren nur Compoundierungsschaltungen geeignet. Mit zunehmender Größe und Vermaschung der Netze war ein sehr schnelles Einstellen der Erregung nicht mehr so dringend, und die Gleichstromerregemaschine eroberte sich das Feld. Sie konnte weit besser als die Compoundierungsschaltungen regelnd beeinflußt werden und gestattete eine genaue Einhaltung der

Sollspannung mit Reglern. Nach einer längeren Pause aber gewannen die Compoundierungsschaltungen wieder an Bedeutung. Im Jahre 1935 veranlaßte Harz eine Entwicklung [2], die den Compoundierungsschaltungen, insbesondere im letzten Jahrzehnt, ein weites Anwendungsgebiet verschaffte. Sie werden für Notstromgeneratoren, Generatoren für kleine selbständige Netze und nach Einführung des Drehstroms auf Schiffen in großem Umfang für Schiffsgeneratoren verwendet. Die jetzt zur Verfügung stehenden Bauelemente, Kondensatoren und vor allem Halbleitergleichrichter, erlaubten es, neue Schaltungen anzuwenden und die um die Jahrhundertwende bekannten Schaltungen zu modifizieren und zu verbessern. Die wesentlichen Vorteile der Compoundierungsschaltungen, die hohe kurzzeitige Überlastbarkeit ohne störende Spannungseinbrüche des Generators und das Fehlen wartungsbedürftiger bewegter Teile, konnten jetzt mit betriebssicheren Erregereinrichtun-

*) Dipl.-Ing. W. Volkmann ist Mitarbeiter im Dynamowerk der Siemens-Schuckertwerke AG, Berlin-Siemensstadt.

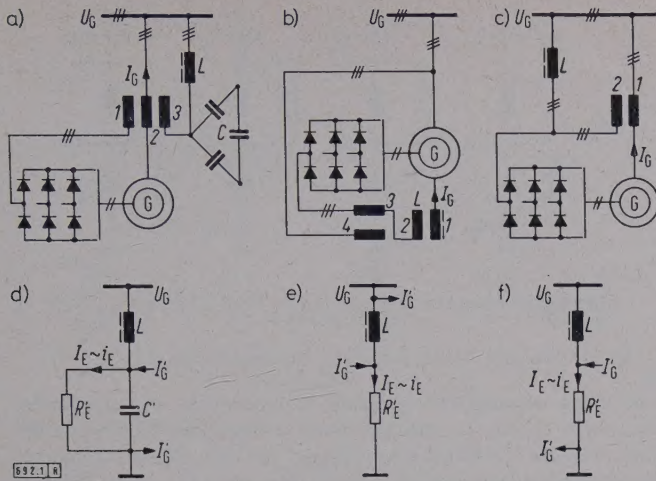


Bild 1. Drei gebräuchliche Compoundierungsschaltungen und ihre Ersatzschaltbilder.

- a) bis c) verschiedene Compoundierungsschaltungen,
d) Ersatzschaltbild mit $R'_E = R_E (w_3/w_1)^2$; $I'_G = I_G w_2/w_3$; $C' = 3 C$,
e) Ersatzschaltbild mit $R'_E = R_E (w_4/w_3)^2$; $I'_G = I_G w_1/w_2$,
f) Ersatzschaltbild mit $R'_E = R_E$; $I'_G = I_G w_1/w_2$.

gen mit wirtschaftlich tragbarem Aufwand genutzt werden. Während Arnold, abgesehen von sehr kleinen Erregerleistungen, entsprechend dem damaligen Stand der Technik nur Schaltungen angeben konnte, die mit Hilfe eines Kommutators einen Wechselstrom in einen Gleichstrom überführen, die also synchron umlaufende Teile besitzen, verwenden heute die weitaus meisten Schaltungen Halbleitergleichrichter und nur ruhende Bauelemente. Auf diese letzte wichtigste Gruppe von Erregerschaltungen, die mit Hilfe von Umspannern, Drosselspulen, Halbleitergleichrichtern und Kondensatoren aus Spannung und Strom des Synchrongenerators den Erregerstrom erzeugen, beschränken sich die folgenden Betrachtungen.

Seit dem letzten Krieg sind Veröffentlichungen im In- und Ausland über eine verwirrende Vielzahl von derartigen Compoundierungsschaltungen erschienen. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist, all diese Schaltungen auf einige Grundschaltungen zurückzuführen und damit dieses Gebiet übersichtlich zu ordnen. Neben den angewendeten und bekannten Schaltungen sollen auch alle weiteren möglichen Compoundierungsschaltungen der umrissenen Gruppe zusammengestellt werden. Ein Vergleich ihrer Eigenschaften und Hinweise auf ihre Unterschiede soll eine Bewertung der verschiedenen Schaltungen ermöglichen.

Einige gebräuchliche Compoundierungsschaltungen und ihre Ersatzbilder

Bild 1 zeigt drei gebräuchliche Compoundierungsschaltungen. Sie haben einen ganz unterschiedlichen Aufbau und bilden nur einen kleinen Teil der heute durch Veröffentlichungen bekannten Schaltungen.

Damit man sie leicht miteinander vergleichen kann, sollen die meist dreiphasig ausgeführten Anordnungen in die einfachsten Schaltungen mit gleichen Eigenschaften

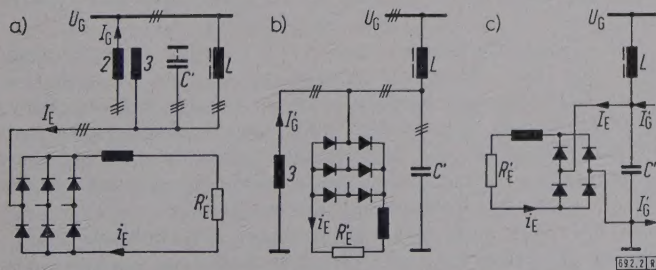
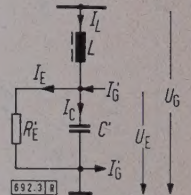


Bild 2. Umwandlung der Schaltung Bild 1 a in die Ersatzschaltung Bild 1 d.
a) bis c) verschiedene Stadien der Umwandlung.

und zwar in ihre einphasigen Ersatzbilder überführt werden. Das wird am Beispiel des kompliziertesten Ersatzbildes gezeigt. Die dreiphasige Schaltung nach Bild 1 a kann in das einphasige Ersatzbild nach Bild 1 d verwandelt werden. Die einzelnen Stufen der Umwandlung zeigt Bild 2. Die Erregerwicklung (Bild 1 a) wird mit den Gleichrichtern von Wicklung 1 an Wicklung 3 gelegt (Bild 2 a). Der Erregerwicklungswiderstand R_E muß hierfür mit dem Quadrat der Windungszahlen auf den Widerstand R'_E umgerechnet werden. Die Dreieckschaltung der Kondensatoren wird in eine für die einphasige Betrachtungsweise notwendige Sternschaltung transformiert. So ergibt sich aus Bild 1 a das Bild 2 a.

Weiter wird an Stelle des durch die Wicklung 2 fließenden Generatorstromes I_G ein linear mit dem Windungszahlverhältnis umgerechneter Strom I'_G durch Wicklung 3 geschickt. Das führt zu Bild 2 b. Wicklung 3 führt jetzt einen Strom, der in die Parallelschaltung von Kondensator und Gleichrichter-Erregerwicklung eingespeist wird; die Wicklung 3 kann im Ersatzbild fortgelassen werden. So erhält man nach Übergang auf das einphasige Ersatzbild die Schaltung nach Bild 2 c. Der Belastungskreis, bestehend aus Gleichrichter und Erregerwicklung, wird nun ersetzt durch den einfachen ohmschen Widerstand R'_E . Das ist für den stationären Betrieb möglich und führt zu dem nicht mehr zu vereinfachenden Ersatzschaltbild 1 d. In diesem Bild fließt durch den Widerstand R'_E ein Wechselstrom I_E , den man sich mit Hilfe der nicht dargestellten Gleichrichter in den proportionalen Erregergleichstrom i_E umgewandelt denken muß. In gleicher Weise erhält man die Ersatzbilder der bei-

Bild 3. Ersatzschaltbild (Bild 1 d) mit eingetragenen Bezeichnungen.



den anderen Erregerschaltungen. Sie sind die einfachsten Darstellungen dieser Schaltungen und eignen sich gut dazu, ihre wesentlichen Eigenschaften und Merkmale zu bestimmen.

Die vier Grundschaltungen mit Resonanzkreis (Gruppe I)

Die Ersatzschaltung (Bild 1 d) zeigt einen an der Generatorspannung U_G liegenden Resonanzkreis, der von dem parallel zum Kondensator liegenden Widerstand R'_E gedämpft wird und in den der dem Generatorstrom proportionale Strom I'_G eingespeist wird. Läßt man den Strom I'_G vorerst fort, so zeigt das Ersatzbild die bekannte Boucherot-Schaltung. Diese Schaltung kann ein Konstantspannungssystem (U_g) in ein Konstantstromsystem (I_E bzw. i_E) umwandeln. Der Erregerstrom ist unabhängig vom Belastungswiderstand R'_E . Diese Schaltung wird daher auch Konstantstromschaltung genannt. Wie sich der Strom I_E bei Einspeisung des Stromes I'_G ändert, soll durch eine kurze Rechnung, die nur die Grundschwingung der Wechselspannungen und Wechselströme berücksichtigt, gezeigt werden. Das Berechnen von Erregerschaltungen unter diesen Voraussetzungen ist in den Arbeiten [3 bis 5] zu finden. Tatsächlich weichen die Wechselgrößen von der Sinusform erheblich ab, weil die Schaltung Gleichrichter enthält. Ein genaues Berechnen unter Einbeziehung der Oberschwingungen erfordert großen Aufwand [6]. Daher soll die Rechnung auf die Grundschwingung beschränkt bleiben, weil auch sie die charakteristischen Eigenschaften der Schaltung zeigt.

Für die Ersatzschaltung (Bild 1 d) ergeben sich mit den Bezeichnungen des Bildes 3 die beiden Gleichungen:

$$U_G = I_L \cdot j \omega L + (I_L + I'_G) \cdot \frac{R'_E \cdot 1/j \omega C'}{R'_E + (1/j \omega C')} \quad (1)$$

$$I_E = U_E / R'_E = (I_L + I'_G) \cdot \frac{R'_E \cdot 1/j\omega C'}{R'_E + (1/j\omega C')} \cdot \frac{1}{R'_E} \quad (2)$$

Daraus kann I_L eliminiert werden, und man erhält für den Strom I_E , der dem Erregerstrom i_E proportional ist, die Gleichung:

$$I_E = \left(\frac{U_G}{j\omega L} + I'_G \right) / \left\{ 1 + \frac{R'_E}{j\omega L} \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \right\} \sim i_E \quad (3)$$

worin $\omega_0 = 1/\sqrt{L \cdot C}$ die Resonanzfrequenz des Schwingungskreises ist. Wird die Schaltung so bemessen, daß die Resonanzfrequenz ω_0 mit der Frequenz ω der Generatorspannung übereinstimmt, so vereinfacht sich Gl. (3) zu

$$I_E = \frac{U_G}{j\omega L} + I'_G \sim i_E \quad (4)$$

Der Widerstand der Erregerwicklung erscheint in dieser Gleichung nicht mehr, der Erregerstrom i_E ist also unabhängig vom Erregerwiderstand R_E . Das ist die charakteristische Eigenschaft einer Boucherot-Schaltung. Für kompoundierte Synchrongeneratoren ist diese Eigenschaft von besonderer Bedeutung, da sich mit der Temperatur der Erregerwicklung ihr Widerstand ändert.

Aus Gl. (4) kann entnommen werden, daß sich der Erregerstrom aus zwei Komponenten, einer der Generatorspannung U_G proportionalen und einer dem Generatorstrom I_G proportionalen Komponente, zusammengesetzt. Wie sich beide Komponenten addieren, zeigt Bild 4 a.

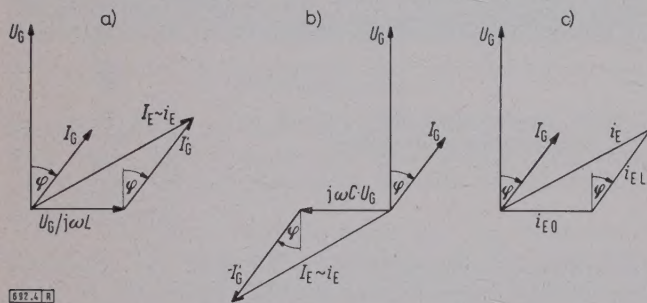


Bild 4. Zeigerdiagramme der Kompoundierungsschaltungen mit Resonanzkreis [a) und b)] und Diagramm des Synchrongenerators [c)].

Der spannungsabhängige Strom $U_G/j\omega L$ eilt der Spannung um 90° nach. Dazu wird der Strom I'_G addiert, was den Wechselstrom I_E ergibt. Dieser wird mit Hilfe von Gleichrichtern in einen proportionalen Gleichstrom, den Erregerstrom i_E , verwandelt. Das Zeigerdiagramm der Erregerschaltung ist ein Abbild des bekannten Erregerdiagramms der Synchronmaschine (Bild 4 c). Die Erregerschaltung ist selbst in der Lage, für jeden Betriebszustand des Generators selbständig den zugehörigen Erregerstrom zu liefern.

In einer Boucherot-Schaltung kann der Belastungswiderstand sowohl parallel zur Kapazität als auch parallel zur Induktivität gelegt werden. Von dieser Variationsmöglichkeit kann man Gebrauch machen und versuchen, ob eine so veränderte Kompoundierungsschaltung ihre Aufgaben noch erfüllt. Drosselspule und Kondensator der Schaltung nach Bild 1 d werden vertauscht, was zur Schaltung nach Bild 5 b führt. Wieder werden die Kirchhoffschen Gleichungen für das Ersatzbild aufgestellt und der Strom I_E ermittelt. Das Ergebnis lautet:

$$I_E = (j\omega C \cdot U_G - I'_G) / \left\{ 1 + R'_E \cdot j\omega C \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \right\} \sim i_E \quad (5)$$

und

$$I_E = j\omega C \cdot U_G - I'_G \sim i_E \quad (6)$$

für $\omega = \omega_0$. Im Zeigerdiagramm Bild 4 b ist das Ergebnis der Gl. (6) dargestellt. Dem Bild ist zu entnehmen, daß auch bei dieser Schaltung der Strom I_E sich aus einer spannungs-

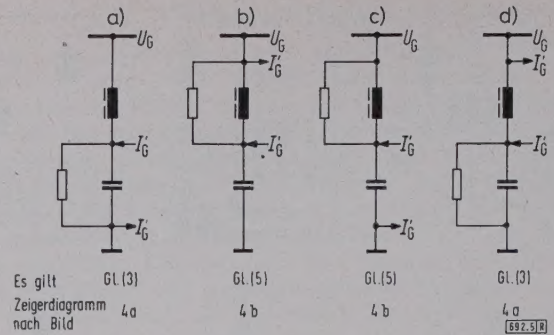


Bild 5. Die vier Grundschaltungen mit Resonanzkreis (Gruppe I).

und einer stromproportionalen Komponente so zusammengesetzt, wie es das Diagramm der Synchronmaschine verlangt. Eine weitere Variationsmöglichkeit der Boucherot-Kompoundierungsschaltung besteht darin, den Strom I'_G entweder in die Drosselspule oder in den Kondensator einzuspeisen. Die Kombination der beiden Möglichkeiten führt zu zwei neuen in Bild 5 c und 5 d gezeichneten Schaltungen. Daß auch von ihnen die Aufgaben einer Kompoundierungsschaltung erfüllt werden, kann durch gleichartige Rechnungen nachgewiesen werden. Es zeigt sich, daß sowohl für die Schaltung nach Bild 5 a als auch für die Schaltung nach Bild 5 d die Gl. (3) für den Erregerstrom gilt. Für die Schaltung nach Bild 5 b und 5 c gilt die Gl. (5).

Durch Ausnutzen der verschiedenen Variationsmöglichkeiten, welche die Schaltung nach Bild 1 d enthält, konnten insgesamt vier verschiedene Kompoundierungsschaltungen mit Resonanzkreis zusammengestellt werden, die für die Erregung von Synchrongeneratoren geeignet sind. Während die Schaltungen nach Bild 5 a und 5 d schon längere Zeit bekannt sind, wurden die Schaltungen nach Bild 5 b und 5 c erst in jüngster Zeit vorgeschlagen.

Das Bild 5 zeigt nur die vier Grundprinzipien der Boucherot-Kompoundierungsschaltungen. Jede einzelne Grundschaltung kann auf ganz unterschiedliche Art praktisch ausgeführt werden.

Die vier Grundschaltungen ohne Resonanzkreis (Gruppe II)

Die Auswahl gebräuchlicher Kompoundierungsschaltungen in Bild 1 zeigt außer dem Ersatzbild mit Resonanzkreis zwei Ersatzbilder, die nur je einen Blindwiderstand enthalten. Diese letzte Gruppe soll jetzt untersucht werden.

Zunächst soll die Ersatzschaltung nach Bild 1 e betrachtet und die Abhängigkeit des Erregerstromes vom Generatorstrom und von der Generatorspannung bestimmt werden. Mit den dort verwendeten Bezeichnungen ergibt sich:

$$U_G = I_E \cdot R'_E + j\omega L (I_E - I'_G) \quad (7)$$

Damit erhält man

$$I_E = \frac{(U_G/j\omega L) + I'_G}{1 + (R'_E/j\omega L)} \sim i_E \quad (8)$$

Diese Gleichung zeigt, daß der Erregerstrom wie bei den Boucherot-Schaltungen aus einer Spannungs- und einer Stromkomponente zusammengesetzt ist. Zu genau dem gleichen Ergebnis kommt man nach Durchrechnung der Ersatzschaltung nach Bild 1 f. Die Gl. (8) wird durch das Zeigerdiagramm des Bildes 6 a veranschaulicht.

Die Ersatzschaltungen nach Bild 1 e und 1 f kann man sich aus den Boucherot-Schaltungen Bild 5 d und 5 a durch Entfernen des Kondensators entstanden denken. Wird analog dazu an den beiden verbleibenden Boucherot-Schaltungen gleichfalls der parallel zu R'_E liegende Blindwiderstand, also jetzt die Drosselspule, entfernt, so ergeben sich zwei weitere Kompoundierungsschaltungen (Bild 7 b und 7 c). Daß auch diese Schaltungen den Anforderungen, die an die Erregung von Synchrongeneratoren gestellt werden, genügen, zeigt wieder eine kurze Rechnung. Für die Schaltung nach Bild 7 b gilt:

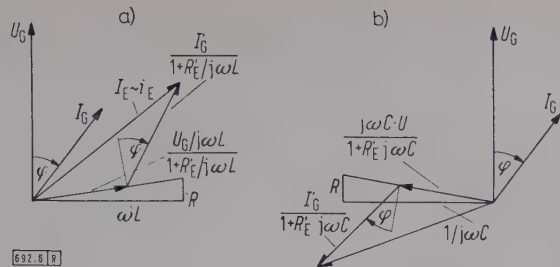


Bild 6. Zeigerdiagramme der Kompoundierungsschaltungen ohne Resonanzkreis.

$$U_G = I_E R_E' + (I_E + I_G) \cdot \frac{1}{j \omega C}, \tag{9}$$

womit sich der Erregerstrom ergibt zu

$$I_E = \frac{j \omega C U_G - I_G}{1 + R_E' \cdot j \omega C}. \tag{10}$$

Das gleiche Ergebnis erhält man für die Schaltung nach Bild 7 c. Wieder zeigt die Gl. (10) für den Erregerstrom, daß diese Schaltungen als Kompoundierungsschaltungen brauchbar sind.

Bei Verwendung nur eines Blindwiderstandes in der Schaltung ergeben sich die Möglichkeiten, entweder eine Drosselspule oder einen Kondensator zu verwenden und den Strom I_G entweder über den Blindwiderstand oder über den Widerstand R_E' zu schicken. Die Kombinationen beider Möglichkeiten ergeben vier Schaltungen, die in Bild 7 gegenübergestellt sind. Diese vier Schaltungen kann man sich aus den vier Boucherot-Schaltungen dadurch entstanden denken, daß jeweils der zum Widerstand R_E' parallel liegende Widerstand fortgelassen wird.

Eigenschaften der Grundsaltungen

Festgestellt wurde, daß es zwei Gruppen von Kompoundierungsschaltungen mit je vier Grundsaltungen gibt. Die vielen aus Veröffentlichungen bekannten Schaltungen lassen sich auf diese acht Grundsaltungen zurückführen, und es soll ein Überblick über die Eigenschaften all dieser Schaltungen dadurch gewonnen werden, daß die wesentlichsten Eigenschaften der Grundsaltungen betrachtet werden. Auch sollen die Betrachtungen zeigen, welche Grundsaltung zur Erreichung bestimmter gewünschter Eigenschaften verwendet werden müssen.

Selbsterregung

Eine Selbsterregung kompoundierter Synchrongeneratoren ohne besondere Hilfsmittel ist immer erwünscht. Sie kann so vor sich gehen, wie es von Gleichstrom-Nebenschlußmaschinen bekannt ist. Entwangs liefert der Generator eine Remanenzspannung von etwa 0,5 bis 2% der Nennspannung. Reicht diese Spannung aus, die Schwellspannung der Gleichrichter zu überwinden, so wird ein kleiner Erregerstrom fließen, und die Erregung kann sich aufschaukeln bis zum Schnittpunkt der Kennlinien des Generators und der Erregereinrichtung bei Nennspannung. Bei den Schaltungen der Gruppe II wird die Remanenzspannung zur Selbsterregung oft nicht ausreichen. Bei den Boucherot-Schaltungen der Gruppe I dagegen ist die Selbsterregung im allgemeinen sichergestellt. Betrachtet man die Ersatzschaltung nach Bild 2 c und nimmt dabei an, daß eine sehr kleine Remanenzspannung an der Schaltung liegt und daß noch kein Strom über die Gleichrichter fließt, so bilden die Gleichrichter einen sehr hohen Widerstand, und es liegt ein fast ungedämpfter Schwingungskreis vor. Stimmt die Frequenz der Remanenzspannung mit der Resonanzfrequenz des Schwingungskreises überein, so können sehr hohe Spannungen sowohl am Kondensator als auch an der Drosselspule entstehen. Das führt sicher zum Überschreiten der Schwellspannung der Gleichrichter, wodurch sie ihren hohen Widerstand verkleinern, und die Selbsterregung kann

beginnen. Eine Selbsterregung bei Remanenzspannungen von nur wenigen tausendstel der Nennspannung ist damit möglich.

Während die Selbsterregungseigenschaften der Boucherot-Grundsaltungen der Gruppe I gut sind, haben die einfacheren Grundsaltungen der Gruppe II keine sichere Selbsterregungsfähigkeit. Der Preis für eine einwandfreie Selbsterregung ist ein zusätzlicher Blindwiderstand.

Temperatureinfluß

Je nach Betriebszustand des Generators nimmt die Erregerwicklung unterschiedliche Temperaturen an. Ihr Widerstand kann sich dabei bis etwa 30% des Wertes im kalten Zustand ändern. Widerstandsänderungen sollen möglichst keinen Einfluß auf den Erregerstrom haben, da sonst die Spannung des Generators von der Temperatur der Erregerwicklung abhängig ist. Die Boucherot-Schaltungen der Gruppe I erfüllen diesen Wunsch vollständig, wenn die Schaltung so bemessen ist, daß die Resonanzfrequenz mit der Frequenz des Generators übereinstimmt. Das ist aus Gl. (4) und Gl. (6) für den Erregerstrom zu entnehmen. Die Gleichungen enthalten den Widerstand der Erregerwicklung nicht mehr. Der Erregerstrom ist also von der Größe dieses Widerstandes völlig unabhängig.

Bei den vier einfachen Grundsaltungen der Gruppe II ist dagegen der Erregerstrom nicht unabhängig vom Widerstand der Erregerwicklung. Wie Gl. (8) und Gl. (10) zeigt,

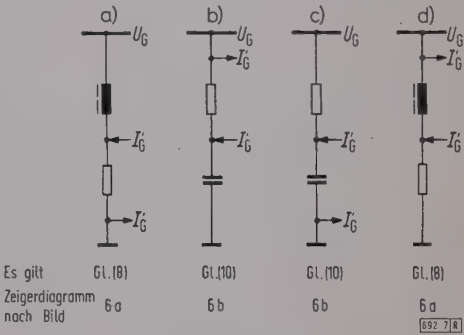


Bild 7. Die vier Grundsaltungen ohne Resonanzkreis (Gruppe II).

wird mit steigendem Widerstand R_E' der Erregerstrom kleiner. Durch eine besondere Bemessung der Schaltungen kann dieser störende Einfluß klein gehalten werden. Dazu muß in Gl. (8)

$$R_E' / \omega L \ll 1, \text{ d. h. } \omega L \gg R_E'$$

und in Gl. (10)

$$R_E' \cdot \omega C \ll 1, \text{ d. h. } 1 / \omega C \gg R_E'$$

sein. Die Blindwiderstände der Schaltungen der Gruppe II, Drosselspule und Kondensator, müssen also einen Widerstand haben, der viel größer als der reduzierte Widerstand der Erregerwicklung ist, wenn der Einfluß von Widerstandsänderungen auf den Erregerstrom klein gehalten werden soll. Größere Blindwiderstände bedeuten einen höheren wirtschaftlichen Aufwand.

Die Boucherot-Schaltungen (Gruppe I) können den störenden Temperatureinfluß ausschalten. Bei den einfacheren Schaltungen der Gruppe II kann dieser Einfluß nicht vermieden, aber durch größeren Aufwand klein gehalten werden. Eine völlige Beseitigung des Temperatureinflusses ist nur durch einen zusätzlichen Blindwiderstand zu erreichen.

Frequenzverhalten

Abweichungen der Drehzahl und damit auch der Frequenz vom Nennwert treten bei Synchrongeneratoren gewollt und ungewollt auf. Bei parallel laufenden Generatoren erfordern die Antriebsmaschinen, daß die Drehzahl mit steigender Wirklast abfällt, um eine stabile Lastverteilung zu erreichen. Bei plötzlichen Laststößen läßt sich ein kurzzeitiges Sinken der Drehzahl oft nicht vermeiden.

Die Wirkung von Frequenzabweichungen soll zunächst an den Boucherot-Schaltungen untersucht werden. Wie Gl. (3) zeigt, ist für den Widerstand $R'_E \ll \omega L$ der spannungsabhängige Erregerstromanteil etwa umgekehrt proportional der Frequenz und proportional der Größe der speisenden Spannung. Kommt der Wert des Widerstandes R'_E in die Größenordnung des Wertes ωL , so ist der Erregerstrom oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz etwas kleiner als bei Änderung mit $1/\omega$. Mit steigender Frequenz und Drehzahl des Generators steigt bei konstantem Erregerstrom die Generatorspannung proportional. Der von der Erregerschaltung gelieferte Erregerstrom aber wird wegen der oben gefundenen Beziehung nicht entsprechend ansteigen, sondern etwa konstant bleiben, so daß tatsächlich der Spannungsanstieg etwa drehzahlproportional ist. Im Kennlinienbild (Bild 8a) spiegelt sich das geschilderte Verhalten bei Drehzahländerungen so ab, daß die Kenn-

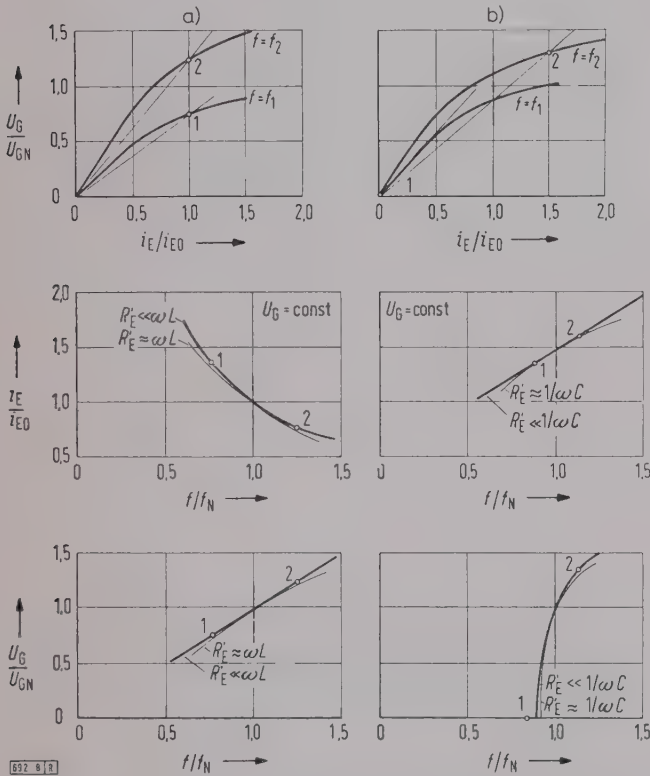


Bild 8. Kennlinien eines Synchrongenerators und dessen Erregereinrichtung bei Frequenzabweichungen.

Die Punkte 1 und 2 kennzeichnen zwei Betriebszustände, und zwar wird bei 1 der Betrieb mit $f < f_N$ und bei 2 der Betrieb mit $f > f_N$ durchgeführt.

linien von Generator und Erregereinrichtung gleichmäßig in Ordinateenrichtung verschoben werden, daß also nur der Spannungsmaßstab verändert wird.

Ein anderes Frequenzverhalten zeigen die beiden Boucherot-Schaltungen, für die Gl. (5) gültig ist. Für $R'_E \ll 1/\omega C$ ist bei konstanter Spannung U_G der spannungsproportionale Erregerstromanteil etwa proportional der Frequenz. Bei einem Anstieg der Drehzahl und Frequenz würde die Generatorspannung bei konstantem Erregerstrom drehzahlproportional ansteigen. Da aber der Erregerstrom, den die Schaltung liefert, sowohl mit der Frequenz als auch mit der Generatorspannung proportional ansteigt, wird sich schon bei kleinen Drehzahlerhöhungen eine starke Spannungserhöhung ergeben. Die Spannung, die sich einstellt, kann aus den Kennlinien der Erregereinrichtung und des Generators entnommen werden (Bild 8b). Kann der Widerstand R'_E gegenüber dem kapazitiven Widerstand des Kondensators nicht mehr vernachlässigt werden, so wird der Erregerstrom oberhalb und unterhalb der Resonanz-

frequenz etwas kleiner sein als bei Änderung nur mit der Kreisfrequenz ω .

Der stromproportionale Anteil des Erregerstromes ist bei relativ kleinem Widerstand R'_E für alle Boucherot-Schaltungen praktisch unabhängig von der Frequenz. Bei Frequenzabweichungen wird sich die Spannung des belasteten Generators kaum von der des unbelasteten Generators unterscheiden. Muß der Widerstand R'_E berücksichtigt werden, so wird der stromabhängige Anteil des Erregerstromes über und unter der Resonanzfrequenz kleiner als bei Resonanzfrequenz sein. Die Generatorspannung wird also bei Abweichungen von der Resonanzfrequenz bei Belastung etwas tiefer liegen als bei Leerlauf. Die genaue Erfassung des Frequenzverhaltens ist sehr aufwendig [6]. Die verwendeten Näherungsrechnungen, die allein die Grundschwingung in Rechnung setzen, geben jedoch die auftretenden Tendenzen richtig wieder.

Für die einfacheren Schaltungen der Gruppe II erhält man ähnliche Ergebnisse. Die Schaltungen nach Bild 7a und 7d, deren Erregerstrom Gl. (8) folgt, bewirken ein etwa frequenzproportionales Verhalten der Generatorspannung. Die Spannung eines Generators mit den Schaltungen nach Bild 7b und 7c ändert sich wesentlich stärker als proportional mit der Frequenz nach den Gesetzmäßigkeiten, die Bild 8b zeigt. Der stromabhängige Anteil des Erregerstromes ist wieder fast frequenzunabhängig bei relativ kleinem Widerstand R'_E , und wenn R'_E berücksichtigt werden muß, tritt auch hier das schon beschriebene Verhalten der Schaltungen nach Bild 7a und 7d auf.

Die sehr starke Frequenzabhängigkeit der Generatorspannung, wie sie Bild 8b zeigt, ist für die meisten Anwendungszwecke störend. Die Abhängigkeit nach Bild 8a ist im allgemeinen günstiger und wird, von wenigen Sonderfällen abgesehen, den Vorzug erhalten. Es gibt also in beiden Gruppen der Grundschaltungen je zwei Schaltungen mit günstigem und zwei mit ungünstigem Frequenzverhalten.

Regelbarkeit

Synchrongeneratoren mit Kompoundierungsschaltungen liefern eine Spannung, die sich etwas mit dem Strom und dem Leistungsfaktor $\cos \varphi$ des Generators ändert und die durch den Einfluß eines remanenten Polflusses etwas streut. Für besonders hohe Ansprüche an die Spannungs Konstanz werden Zusatzregler, oft Magnetverstärkerregler, verwendet. Der Einbau solcher Regler ist bei den Schaltungen der Gruppe II ohne weiteres möglich. Bei den Boucherot-Schaltungen (Gruppe I) jedoch stößt man auf Schwierigkeiten, da es sich hier um Konstantstromschaltungen handelt, deren Strom durch in den Erregerwicklungskreis geschaltete Magnetverstärker nicht beeinflusst werden kann. Es sind aber auch für die Boucherot-Schaltungen Magnetverstärker-Zusatzregler entwickelt worden.

Schleifringlose Erregung

Ein Teil der Grundschaltungen eignet sich zur schleifringlosen Übertragung des Erregerstromes auf das Polrad. Die Induktivitäten der Schaltungen nach Bild 5b und 5c können so ausgebildet werden, daß sie aus einem fest stehenden Ständerteil mit einer Wicklung und einem rotierenden Läufer mit einer Wicklung, die über gleichfalls rotierende Gleichrichter die Erregerwicklung speist, bestehen (Bild 9). Der Luftspalt einer solchen Hilfsmaschine übernimmt die Rolle eines Drosselpulsen-Luftspaltes. Die Schaltungen nach Bild 7b und 7c lassen sich gleichfalls so ausführen. Die anderen vier Schaltungen sind hierfür nicht brauchbar. Ein Vergleich mit dem vorletzten Abschnitt zeigt, daß alle Schaltungen mit ungünstigem Frequenzver-

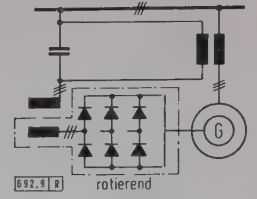


Bild 9. Schleifringlose Kompoundierungsschaltung nach Bild 5c.

halten eine schleifringlose Erregerstromübertragung gestatten, während das bei allen Schaltungen mit günstigem Frequenzverhalten nicht der Fall ist.

Zusammenfassung

Die Betrachtungen erstrecken sich auf die Eigenschaften der Komponentierungsschaltungen, die allein durch Unterschiede im Schaltungsprinzip bedingt sind. So werden die dynamischen Eigenschaften, der wesentlichste Vorteil der Komponentierungsschaltungen, nicht behandelt, da diese durch die Wahl der Grundschialtung nicht beeinflusst werden können, sondern allein von der Bemessung der Schaltungselemente bestimmt werden.

Es wurde gefunden, daß es für Erregerschaltungen, bestehend aus Umspannern, Drosselspulen, Kondensatoren und Gleichrichtern, acht verschiedene Grundschialtungen gibt, die sich in zwei Gruppen von Schaltungen mit und ohne Resonanzkreise unterteilen lassen. Die Schaltungen mit Resonanzkreis, die sogenannten Boucherot-Schaltungen, haben eine gute Selbsterregungsfähigkeit und schalten den störenden Einfluß der Widerstandserhöhung der Erregerwicklung bei Erwärmung aus. Die zweite Gruppe der Schal-

tungen hat diese Eigenschaften nicht, erfordert aber dafür weniger Aufwand. In beiden Gruppen gibt es je zwei Schaltungen mit günstiger und mit ungünstiger Abhängigkeit der Generatorspannung von der Frequenz. Die gleiche Unterteilung findet man bei Untersuchungen der Schaltungen für schleifringlose Erregung.

Jedes der acht Grundschialtungs-Ersatzbilder kann auf unterschiedliche Weise praktisch verwirklicht werden, so daß eine Vielzahl von Erregerschaltungen für Synchrongeneratoren möglich ist.

Schrifttum

- [1] Arnold, la Cour: Die Wechselstromtechnik, Bd. 4 S. 360–410. Verlag Springer, Berlin 1904.
- [2] Harz, H.: Schnell- und Stoßerregung von Synchronmaschinen über Gleichrichter in Stromtransformatorschaltung. ETZ Bd. 56 (1935) S. 833 bis 837.
- [3] Harz, H.: Über die Feldänderungsgrößen bei elektrischen Maschinen, insbesondere von Synchron- und Asynchronmaschinen. Diss. TU Berlin 1949.
- [4] Lutz, Kh.: Untersuchungen über Komponentierungsschaltungen von Wechselstromgeneratoren. Diss. TH Graz 1955.
- [5] Gadek, K.: Theoretische und experimentelle Untersuchung einer Komponentierungsanordnung für Synchronmaschinen. Diss. TH Aachen 1956.
- [6] Volkmann, W.: Die Berechnung einphasiger Boucherot-Schaltungen mit Gleichrichterbelastung. Arch. Elektrotech. Bd. 45 (1960) Heft 6, S. 399 bis 406.

Einschwingvorgänge in Stromrichteranlagen und ihre Bedämpfung

Von Robert Bichara, Berlin*)

DK 621.314.57 : 65.018.782.3

Eine Verringerung der Kommutierungsbeanspruchung und damit der Rückzündungswahrscheinlichkeit von Quecksilberdampf-Stromrichtern kann mit Hilfe von RC-Gliedern bewirkt werden. Diese bedämpfen die Sprungspannung und verringern ihre Steilheit sowie diejenige des Anodenstromes am Ende der Kommutierung. Hierüber sowie über die erforderlichen Schaltungen, die für alle Ventilarten angewendet werden können, soll nachstehend berichtet werden¹⁾.

Grundsätzliches

Die in gesteuerten Quecksilberdampf-Stromrichteranlagen auftretenden Schwingungen wurden in der Zeit um 1930 erkannt, als man mehrere Netze mit Gleichstrom speiste und dabei Rundfunkstörungen auftraten. Später untersuchte man den Einfluß der Schwingungen in Hochspannungsgleichrichtern bei Senderanlagen und bei der Gleichstrom-Hochspannungsübertragung [1 bis 5].

In der vorliegenden Arbeit werden mittel- und hochfrequente Einschwingvorgänge bei Stromrichteranlagen bis etwa 3000 V Gleichspannung und das Problem, ihrer Bedämpfung bei verschiedenen Betriebsarten untersucht. Innerhalb dieses Spannungsbereiches kommen hauptsächlich Stromrichter für Walzwerksantriebe, Förderantriebe, Ladeanlagen, Elektrolyseanlagen und Bahnnetze in Betracht.

Kommutierungsbeanspruchung

Die maßgebenden elektrischen Größen, welche die „Kommutierungsbeanspruchung“ von Stromrichtergefäßen erhöhen, also zu Rückzündungen führen, sind die Rückstromspitze und die Sprungspannung [6 bis 8]. Die Sprungspannung ist der erste Spitzenwert der Sperrspannung, der nach der Kommutierung zwischen der erlöschenden Anode und der Kathode auftritt. Sie entspricht der wiederkehrenden Spannung beim Schalter. Der Rückstrom ist derjenige Strom, der nach dem Erlöschen einer Anode, also bei nicht brennender Anode, entgegen der Ventilwirkung fließt. Dieser Strom beansprucht in Verbindung mit der Sprungspannung die Anode derart, daß sie ihre Ventilwirkung verlieren kann und nun ihrerseits in die Lage versetzt wird, Elektronen zu emittieren, die — von der Sperrspannung getrieben — die Rückzündungen einleiten.

*) Dipl.-Ing. R. Bichara ist Entwicklungsingenieur bei der AEG in Berlin.

1) Dieser Aufsatz ist ein Auszug aus der Dissertation des Verfassers an der TH Darmstadt, Referent Prof. Dr.-Ing. L. Lebrecht, Korreferent Prof. Dr.-Ing. G. Frühau.

Als Maß für die Kommutierungsbeanspruchung B gilt im allgemeinen das Produkt Rückstromspitze \hat{I}_r und Sprungspannung U_{spr} :

$$B = \hat{I}_r U_{spr} \quad (1)$$

Die Rückstromspitze ist innerhalb des oben angegebenen Spannungsbereiches näherungsweise direkt der Stromänderungsgeschwindigkeit des Anodenstromes am Ende der Kommutierung di_a/dt proportional, so daß man schreiben kann:

$$B \sim di_a/dt \cdot U_{spr} \quad (2)$$

Es gelten also für die elektrische Beanspruchung diese beiden Gleichungen.

Die Rückzündungshäufigkeit in Abhängigkeit von der Kommutierungsbeanspruchung wurde empirisch ermittelt. Die Darstellung der Rückzündungs-Statistik besagt, daß die Rückzündungshäufigkeit H (Rz/h) in Abhängigkeit von der elektrischen Beanspruchung einem Potenzgesetz folgt [9]:

$$H = k B^n \quad (3)$$

Der Potenzfaktor hat dabei die Werte $n = 5$ bis 7 . Dies hat zur Folge, daß eine kleine Verringerung der Kommutierungsbeanspruchung eine außerordentlich große Verringerung der Rückzündungszahl ergibt.

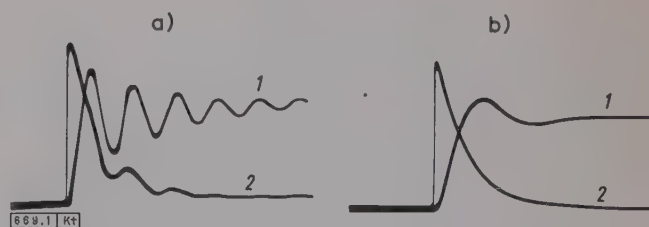


Bild 1. Oszillogramme der Sprungspannung (Kurve 1) und des Rückstromes (Kurve 2) a) ohne Bedämpfung und b) mit Bedämpfung.

Änderung der Steilheit der Sprungspannung

Man kann mit Hilfe eines Elektronenschalters den Rückstrom sowie die Sprungspannung auf dem Schirm eines Elektronenstrahl-Oszillographen gleichzeitig beobachten (Bild 1). Die Sprungspannung schwingt mit einer Frequenz ein, die zwischen 20 und 150 kHz liegen kann. Der Rückstrom hat etwa den Verlauf einer e-Funktion. Da bisher die Kommutierungsbeanspruchung als proportional dem Produkt aus Rückstromspitze und Sprungspannung angegeben wurde (weil sie zeitlich etwa zusammenfallen), schlägt der Verfasser vor, die Beanspruchung durch eine Bedämpfung der Sprungspannung in Verbindung mit einer zeitlichen Verschiebung dieser beiden Größen, also durch eine Steilheitsänderung der Sprungspannung zu beeinflussen (Bild 1b). Dadurch müßte sich eine wesentliche Verringerung der Kommutierungsbeanspruchung ergeben. Die Zeitkonstante des Rückstroms beträgt im Durchschnitt 50 µs, so daß man versuchen muß, die

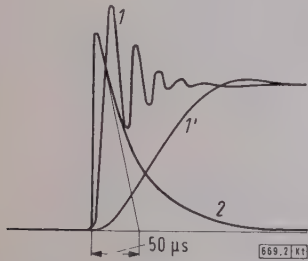


Bild 2. Schematische Darstellung der Änderung der Steilheit der Sprungspannung (Kurve 1) durch den Kurververlauf 1'. 2 Rückstrom

Steilheit der Sprungspannung so weit zu verringern, daß ihr Höchstwert erst erreicht wird, wenn der Rückstrom fast abgeklungen ist, also nach rd. 100 µs (Bild 2).

Ersatzschaltbild des Stromrichter-Transformators

Ursache für das Auftreten von Schwingungen und maßgebend für die Bemessung der RC-Glieder ist der Stromrichter-Transformator. Ein Transformator ist ein schwingungsfähiges Gebilde. Die Streuinduktivität bildet mit der Spuleneigenkapazität, den gegenseitigen Wicklungskapazitäten und den Spulen-Erdkapazitäten einen Kettenleiter (Bild 3). Um die Untersuchung zu vereinfachen, ist es notwendig, ein Ersatzschaltbild des Transformators zu bestimmen. Primärseitig sind die Stromrichter-Transformatoren meist an so spannungsstarre Netze angeschlossen, daß man im Ersatzschaltbild den Transformator primärseitig als kurzgeschlossen betrachten kann. Die primären Wicklungs- und

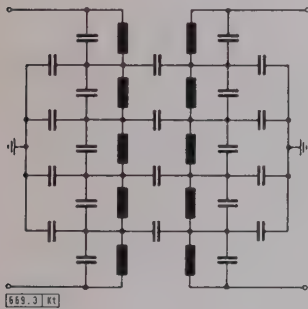


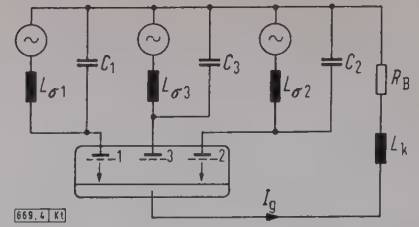
Bild 3. Ersatzschaltbild der Kapazitäten und Streuinduktivitäten eines Transformators.

Erdkapazitäten können vernachlässigt werden. Außerdem sind die gegenseitigen Kapazitäten zwischen der Primär- und Sekundärwicklung wirkungslos, weil sich die auftretenden Spannungssprünge linear über die Wicklung erstrecken.

Maßgebend für die Ermittlung des Ersatzschaltbildes des Transformators sind also die gesamte Streuinduktivität und die auf der Sekundärseite auftretenden Wicklungskapazitäten. Man ermittelt also eine Ersatzkapazität C, die mit der Gesamt-Streuinduktivität des Transformators die gleiche Eigenfrequenz ergibt. Zur Bestimmung dieser Ersatzkapazität wird die Sekundärwicklung des primärseitig kurzge-

Bild 4. Ersatzschaltbild der Dreiphasen-Gleichrichterschaltung.

Erläuterungen im Text.



schlossenen Transformators mit Hilfe einer Pentode angestoßen. Sie wird mit einem Vektormesser so gesteuert, daß ein rechteckiger Stromimpuls entsteht. Durch die Stromänderung im Anodenkreis entsteht an der Streuinduktivität des Transformators eine Spannung, die mit den Wicklungskapazitäten eine abklingende Schwingung ergibt. Durch Zuschalten der Kapazitäten C_x parallel zum Transformator verkleinert man die Eigenfrequenz des Gebildes [10]. Es ist

$$\omega^2 = \frac{1}{L_o (C + C_x)} \quad (4)$$

Daraus folgt

$$1/f^2 = 4 \pi^2 L_o (C + C_x) \quad (5)$$

Wenn man 1/f² über C_x aufträgt, erhält man eine Gerade, die bei Extrapolation die Abszisse bei 1/f² = 0 schneidet. In diesem Schnittpunkt ist C_x = -C.

Verlauf der Sprungspannung

An Hand der Dreiphasenschaltung kann man den Verlauf der Sprungspannung sowie alle Einschwingvorgänge in allen Stromrichterschaltungen am besten erklären. Die Sechphasenschaltung, die Saugdrosselschaltung und die Dreiphasen-Brückenschaltung sind Ableitungen der Drei-

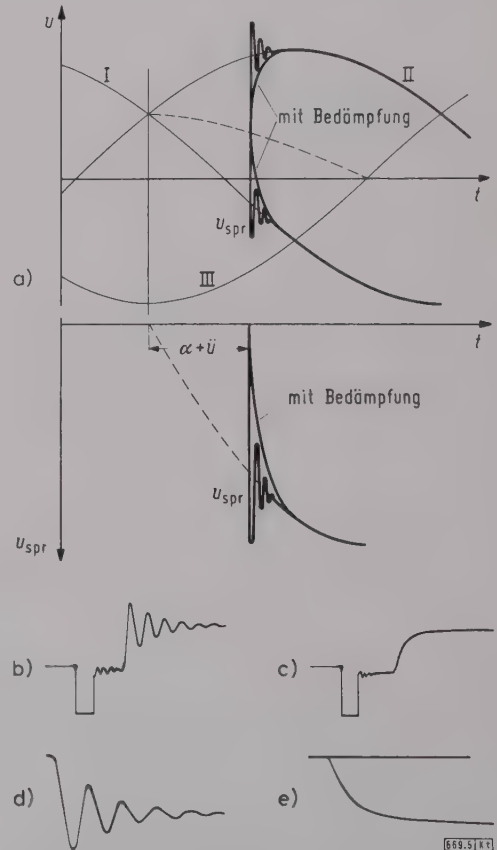


Bild 5. Spannungsverlauf der drei Phasen I, II und III, Verlauf der Potentialsprünge der kommutierenden Phase sowie der Sprungspannung mit und ohne Bedämpfung.

- a) Drehstromspannungen,
- b) Gleichspannung während der Kommutierung ohne Bedämpfung,
- c) wie b), jedoch mit Bedämpfung,
- d) Sprungspannung ohne Bedämpfung,
- e) Sprungspannung mit Bedämpfung.

phasenschaltung. Auf die Sonderprobleme, die bei diesen Schaltungen auftreten, wird noch hingewiesen.

Es sei angenommen, daß der Transformator an ein starres Netz angeschlossen ist und daß außer der Sekundärwicklungs-Ersatzkapazität vorerst keine andere Kapazität wirksam ist. Bild 4 zeigt das Ersatzschaltbild. Es sind L_σ die Streuinduktivität des Transformators, C die Wicklungs-Ersatzkapazität, L_k die Induktivität einer Glättungs-drossel und R_B die Belastung.

Während der Kommutierung haben die beiden Anoden 1 und 2 der kommutierenden Phase das gleiche Potential (Bild 5), und zwar den Mittelwert der beiden Sternspannungen. Die beiden Kapazitäten C_1 und C_2 sind auf diese Spannung aufgeladen. Am Ende der Kommutierung, also wenn die Anode 1 erlischt, springt das Potential der Anode 2 vom Mittelwert auf ihren höheren Wert (sie brennt weiter), und das Potential der Anode 1 vermindert sich auf ihren niedrigeren Wert (die Anode erlischt).

Durch diese Sprünge werden die Kapazitäten C_1 und C_2 umgeladen. Das Potential der erlöschenden Anode schwingt mit einer Frequenz ein, die von $L_{\sigma 1}$ und C_1 bedingt ist. Für die weiterbrennende Anode gilt das gleiche, nur ist der Gleichstromkreis parallelgeschaltet. Da aber die Induktivität L_k größer ist als L_σ , kann man den Parallelzweig vernachlässigen, so daß die Einschwingfrequenz hauptsächlich von $L_{\sigma 2}$ und C_2 bedingt ist. Die Differenz dieser beiden Sprünge ergibt die Sprungspannung, und ihre Einschwingfrequenz liegt im allgemeinen zwischen 20 und 150 kHz.

Einfluß der anlagenbedingten Kapazitäten auf den Verlauf der Sprungspannung

Außer den obenerwähnten Kapazitäten muß auch die Kapazität des Sternpunktes gegen Kathode berücksichtigt werden. Diese Kapazität besteht bei nicht geerdeter Anlage aus der Reihenschaltung der Kathodenkapazität gegen Erde (Erdkapazität der Kabel, der Zünderregung und Steuereinrichtungen) und der des Sternpunktes (bei geerdeten Anlagen wirkt jeweils eine der beiden Kapazitäten). Diese



Bild 6. Oszillogramm einer Sprungspannung, bei der die Einschwingfrequenzen der verlöschenden und der weiterbrennenden Anode verschieden sind.

Kapazität ist klein, aber sie hat eine Wirkung auf den Verlauf des Potentials der weiterbrennenden Anode nach der Kommutierung, und zwar verkleinert sie ihre Einschwingfrequenz, so daß der Verlauf der Sprungspannung zwei Einschwingfrequenzen (Bild 6) enthält [11].

Die Kapazität zwischen Anode und Kathode ist sehr klein (rd. 10 pF) und kann daher vernachlässigt werden. Eine Kapazität zwischen den Anoden (z.B. durch die Verkabelung verursacht) entspricht einer Erhöhung der Transformator-Ersatzkapazität und damit einer Verringerung der Einschwingfrequenz der Sprungspannung.

Bedämpfung der Sprungspannung

Die Sprungspannung setzt sich, wie oben erwähnt, aus den Spannungssprüngen der beiden kommutierenden Pha-

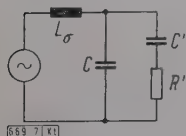


Bild 7. Ersatzschaltbild einer Phase mit RC-Glied.

sen zusammen. Hierfür gilt das gleiche Ersatzschaltbild (Bild 4 und 7). Die Spannungssprünge lassen sich durch das Parallelschalten von RC-Gliedern zu den Kapazitäten

bedämpfen, indem diese parallel zu den Sekundärwicklungen des Transformators geschaltet werden.

Bild 5 zeigt die Wirkung der „Phasenbedämpfung“. Die Potentialsprünge der kommutierenden Phasen nach der Kommutierung verlaufen aperiodisch. Die Differenz dieser beiden aperiodischen Vorgänge ergibt die Sprungspannung. Die beiden oberen Oszillogramme zeigen an dem Gleichspannungsverlauf, daß die Spannung der weiterbrennenden Anode bei Phasenbedämpfung aperiodisch verläuft. Die beiden unteren Oszillogramme zeigen den Verlauf der Sprungspannung mit und ohne Bedämpfung.

Bemessung der RC-Glieder

Damit die Vorgänge im Ersatzschaltbild (Bild 7) aperiodisch verlaufen, muß die charakteristische Gleichung (Nennerfunktion im Unterbereich der Laplace-Formation)

$$p^3 + p^2 \cdot \frac{1}{R'} \cdot \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) + p \cdot \frac{1}{L_\sigma C} + \frac{1}{C C' L_\sigma R'} = 0 \quad (6)$$

reelle Wurzeln haben. Die Bedingung ist erfüllt, wenn folgende Gleichung gilt:

$$\frac{R'^2}{L_\sigma C} = -\frac{1}{8} \cdot \frac{C'}{C} \cdot \left\{ 27 + \frac{C'}{C} \left[1 + \frac{C'}{C} \pm \sqrt{\frac{C'}{C} \left(\frac{C'}{C} - 8 \right)} \right] \right\} \quad (7)$$

Die kleinste notwendige Kapazität, damit die Gleichung erfüllt ist, ist

$$C' = 8 C. \quad (8)$$

Der entsprechende Widerstand beträgt

$$R' = 0,65 \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \quad (9)$$

Aus Gl. (7) trägt man $R'/\sqrt{L_\sigma/C}$ in Abhängigkeit von C'/C auf (Bild 8). Aus diesen Kurven kann man für jede Kapazität im RC-Glied den entsprechenden Widerstandsbereich ablesen (schraffierter Bereich). Der Widerstand R'

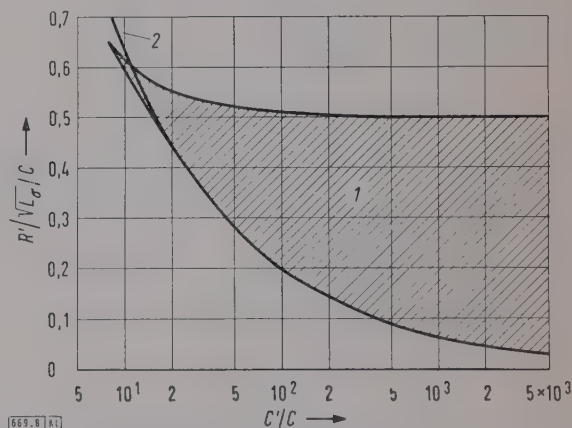


Bild 8. Graphische Ermittlung der Kapazität und des Widerstandes im RC-Glied mit und ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität.

1 mit Berücksichtigung der Wicklungskapazität
2 ohne Berücksichtigung der Wicklungskapazität

wird möglichst klein gehalten, damit man eine Bedämpfung des Vorganges in Verbindung mit einer Steilheitsverringern der Sprungspannung erreicht. Man muß mit dem Widerstandswert in der Nähe der unteren Kurve bleiben.

Je größer das Verhältnis C'/C wird, um so geringer wird der Einfluß der Ersatzkapazität auf den Vorgang. Wenn C vernachlässigt wird, lautet die Nennerfunktion

$$p^2 + p \cdot \frac{R'}{L_\sigma} + \frac{1}{C' L_\sigma} = 0, \quad (10)$$

und die Bedingung für den aperiodischen Fall ergibt sich aus

$$R' \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C'}} \quad (11)$$

Man multipliziert beide Seiten mit C und erhält

$$\frac{R'}{\sqrt{\frac{L_o}{C}}} \geq \frac{2}{\sqrt{\frac{C'}{C}}} \quad (12)$$

Man trägt $R'/\sqrt{L_o/C}$ über C'/C in Bild 8 auf und erhält eine Grenzkurve, die sich der unteren Grenzkurve der Gl. (7) nähert und bei $C' = 15 C$ praktisch in diese übergeht. Wenn man also eine große Kapazität im RC -Glied wählt, um eine zusätzliche Verringerung der Steilheit der Sprungspannung zu erzielen, braucht man nicht die Ersatzkapazität zu ermitteln. Man errechnet den Widerstand aus Gl. (11).

Berechnung des Sprungspannungsverlaufs

Zur genauen Berechnung des Verlaufs der Sprungspannung müssen mehrere Größen ermittelt werden:

1. Die Sekundär-Ersatzkapazität. Diese wird mittels Stoßmessung ermittelt. Ihre Größe schwankt zwischen 10^{-7} und 10^{-8} F.

2. Die Transformatorbedämpfung. Sie wird als Ersatzwiderstand, Parallelwiderstand R_p oder Reihen-Ersatzwiderstand R_e dargestellt (Bild 9). Diese Widerstände lassen sich aus dem logarithmischen Dekrement der abklingenden

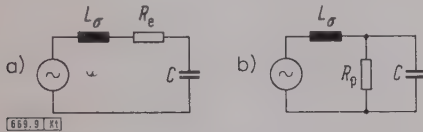


Bild 9. Ersatzschaltbild der Transformatorbedämpfung eines Stranges.

- a) mit Reihen-Ersatzwiderstand R_e ,
b) mit Parallelwiderstand R_p .

Schwingung bei der Stoßmessung oder aus dem Sprungspannungsverlauf ermitteln. Man erhält für den Reihen-Ersatzwiderstand die Beziehung

$$R_e = 2 L_o \cdot f \Lambda, \quad (13)$$

wobei f die Eigenfrequenz des Kreises und Λ das logarithmische Dekrement der abklingenden Schwingung sind. Man kann innerhalb eines Leistungsbereiches des Transformators von 0,125 bis 30 MVA diesen Widerstand angenähert aus der Beziehung

$$\tau_0 = \frac{1}{f_0} \quad (14)$$

ermitteln [12], wobei f_0 die Eigenfrequenz des Transformators und ferner auch

$$\tau_0 = \frac{L_o}{R_e}$$

sind. Den entsprechenden Parallelwiderstand R_p ermittelt man aus der Beziehung

$$R_p = \frac{\omega_0^2 L_o^2}{R_e}, \quad (15)$$

wobei $\omega_0 = 2\pi f_0$ ist.

3. Die Frequenzabhängigkeit der Streuinduktivität. Mit steigender Frequenz wird der Streufluß, der das Kupfer durchsetzt, verdrängt [12, 13]. In Bild 10 ist die starke Abhängigkeit der Streuinduktivität von der Frequenz dargestellt. Dieser Verlauf entspricht dem Mittelwert, gemessen an zwei Stromrichter-Transformatoren (3,72 MVA und 0,81 MVA). Die Streuinduktivität, bei 50 Hz gemessen, muß also für die auftretenden Frequenzen umgerechnet werden.

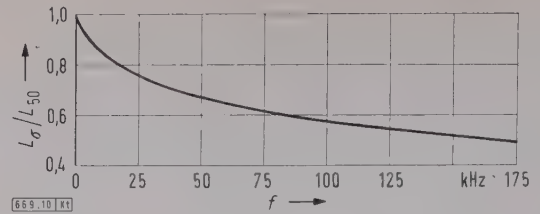


Bild 10. Abhängigkeit des Verhältnisses der Streuinduktivität L_o bei der Frequenz f zur Induktivität bei der Netzfrequenz 50 Hz von der Frequenz f .

Die Gleichung für die Sprungspannung mit Phasenbedämpfung (Bild 11) lautet:

$$u_{\text{spr}} = \frac{\sqrt{6} u}{L_o C} \sin(\alpha + \ddot{u}) \left\{ \frac{1}{R' C' p_1 p_2 p_3} - \frac{p_1 + \frac{1}{R' C'}}{p_1 (p_1 - p_2) (p_1 - p_3)} e^{p_1 t} - \frac{p_2 + \frac{1}{R' C'}}{p_2 (p_2 - p_1) (p_2 - p_3)} e^{p_2 t} - \frac{p_3 + \frac{1}{R' C'}}{p_3 (p_3 - p_1) (p_3 - p_2)} e^{p_3 t} \right\}, \quad (16)$$

wobei p_1 , p_2 und p_3 die Wurzeln der Gleichung

$$p^3 + p^2 \cdot \left[\frac{1}{R'} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right) + \frac{1}{C R_p} \right] + p \cdot \left(\frac{1}{L_o C} + \frac{1}{C C' R' R_p} \right) + \frac{1}{C C' R' L_o} = 0 \quad (17)$$

sind.

Die beiden nicht linearen Größen der Gl. (17) sind die Streuinduktivität L_o und der Ersatz-Dämpfungswiderstand R_p . Beide sind — wie oben erwähnt — frequenzabhängig. Wenn der Vorgang bedämpft ist, liegt an der Streuinduktivität L_o sowie an dem Widerstand R_p eine aperiodische Spannung. Um ihren Wert mit genügender Genauigkeit bei diesem Verlauf der Spannung ermitteln zu

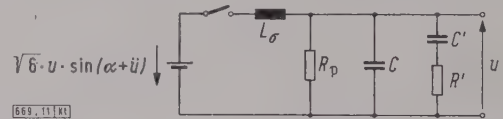


Bild 11. Ersatzschaltbild eines Stranges mit Phasenbedämpfung.

können, setzt man eine Frequenz ein, die den ungefähren gleichen Verlauf der anliegenden Spannung ergibt. Man wählt also eine Frequenz, deren Viertelperiode der Anstiegszeit der Sprungspannung entspricht:

$$\text{Anstiegszeit} \approx \frac{1}{4 f_0} \quad (18)$$

Die Streuinduktivität läßt sich also für den betreffenden Endverlauf aus Gl. (18) und der Kurve in Bild 10 ermitteln. Der Widerstand R_p läßt sich aus Gl. (18), (14) und (15) errechnen. Hierbei muß vorerst die Anstiegszeit des Vorganges geschätzt und die Berechnung wiederholt werden, falls sie nicht mit dem ermittelten Endverlauf übereinstimmt. Mit etwas Erfahrung läßt sich die Ersatzfrequenz schnell ermitteln.

Wenn das Verhältnis C'/C größer als 15 ist, kann man eine ausreichende Genauigkeit erzielen, wenn C vernachlässigt wird. In diesem Fall ist

$$U_{\text{spr}} = \frac{\sqrt{6} U R_p \sin(\alpha + \ddot{u})}{L_o C' (R' + R_p)} \left[\frac{1}{p_1 p_2} + \frac{R' C' \left(p_1 + \frac{1}{R' C'} \right)}{p_1 (p_1 - p_2)} e^{p_1 t} + \frac{R' C' \left(p_2 + \frac{1}{R' C'} \right)}{p_2 (p_2 - p_1)} e^{p_2 t} \right], \quad (19)$$

wobei p_1 und p_2 die Wurzeln der Gleichung

$$p^2 + p \cdot \frac{L_o + R' R_p C'}{L_o C' \cdot (R' + R_p)} + \frac{R_p}{L_o C' \cdot (R' + R_p)} = 0 \quad (20)$$

sind. Die Gleichung für die Berechnung des Verlaufs der Sprungspannung ist dadurch reduziert. Man hat jetzt eine Gleichung 2. Ordnung, die sich ohne viel Aufwand lösen läßt.

Einfluß der Phasenbedämpfung auf den Verlauf des Anodenstromes während der Kommutierung

Die zu den Phasen parallelgeschalteten RC-Glieder nehmen an der Kommutierung teil. Bild 12 zeigt das Ersatzschaltbild für die Ermittlung des Verlaufs des Kommu-

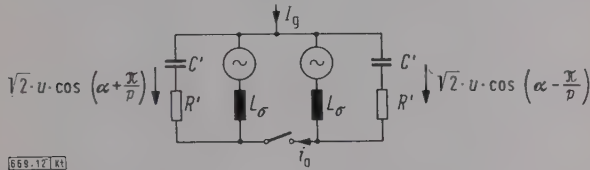


Bild 12. Ersatzschaltbild von zwei Phasen während der Kommutierung.

tierungsstromes. Die Wicklungsersatzkapazität C wird vernachlässigt, weil $C' \gg C$ ist. Die Lichtbogenstrecke wird durch den Schalter dargestellt. Ein Schließen des Schalters entspricht einer Zündung der Anode der Phase II. Die Kondensatoren sind auf die kurz vor der Zündung anliegende Spannung aufgeladen. Man erhält für den Kommutierungsstrom i_a folgende Gleichung:

$$i_a = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_o} \sin \frac{\pi}{p} \cdot \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) + \frac{\omega L_o}{R'} \sin \alpha \cdot e^{-t/R' C'} \right] \quad (21)$$

Ohne RC-Glieder erhält man für den Kommutierungsstrom:

$$i_a = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_o} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (22)$$

Wenn man Gl. (21) und (22) miteinander vergleicht, sieht man, daß in Gl. (21) ein zusätzliches Glied auftritt. Dieses Glied ist eine abklingende e-Funktion, die zu dem normalen Kommutierungsstrom addiert wird. Das Argument der e-Funktion ist von der Größe der Sternspannung, des Aussteuerwinkels und des Widerstandes R' im RC-Glied bestimmt. Ihr Verlauf lautet für die Dreiphasenschaltung

$$i = \frac{\sqrt{6} U}{2 R'} \sin \alpha \cdot e^{-t/R' C'} \quad (23)$$

Dieser Entladungsstrom addiert sich zu dem Strom der neu gezündeten Anode und subtrahiert sich von dem Strom der erlöschenden Anode.

Die maximale Stromsteilheit am Ende der Kommutierung tritt ohne Bedämpfung bei einem Zündverzögerungswinkel $\alpha \approx 90^\circ$ el auf. Bei diesem Winkel ist der Verlauf des Anodenstromes während der Kommutierung linear. In Bild 13 sind die beiden Flanken der Kurve des Anodenstromes während der Kommutierung eingezeichnet. Die Flanken 1 entsprechen dem Verlauf des Anodenstromes ohne RC-Glieder, die Flanken 2 und 3 mit RC-Gliedern. Dabei ist die Kapazität im Fall 3 doppelt so groß wie im Fall 2. Die Zeitkonstante im ersten Fall ist also doppelt so groß wie im zweiten Fall.

Wichtig ist die Ermittlung der Steilheit des Anodenstromes, damit man die Wirkung der RC-Glieder auf die Beanspruchung untersuchen kann. Aus Gl. (21) erhält man

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\sqrt{2} U}{L_o} \sin \frac{\pi}{p} \left[\sin(\omega t + \alpha) - \frac{L_o \sin \alpha}{R'^2 C'} \cdot e^{-t/R' C'} \right] \quad (24)$$

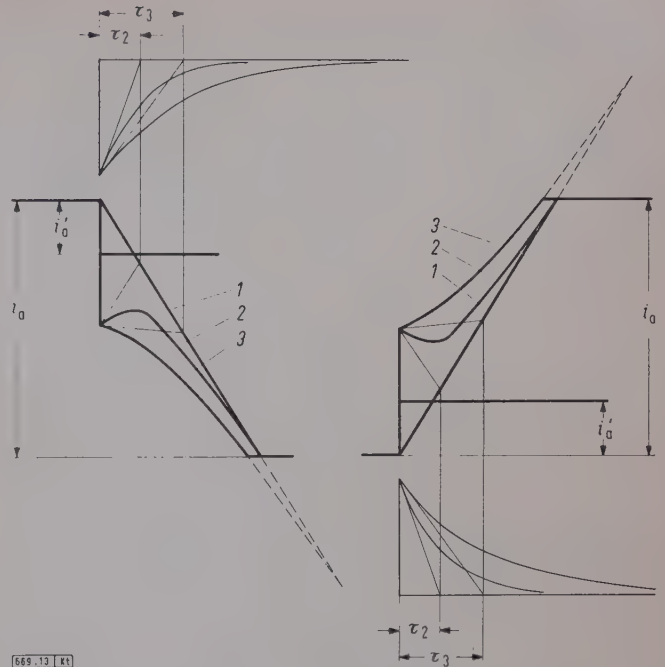


Bild 13. Verlauf der Anodenströme i_a zweier kommutierender Phasen während der Kommutierung bei einem Zündverzögerungswinkel $\alpha \approx 90^\circ$ el in einer Dreiphasenschaltung mit Phasenbedämpfung. Erläuterungen im Text.

- 1 ohne RC-Glieder
- 2 mit RC-Gliedern
- 3 mit RC-Gliedern, jedoch mit doppelt so großer Kapazität

Ohne Bedämpfung erhält man

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\sqrt{2} U}{L_o} \sin \frac{\pi}{p} \sin(\omega t + \alpha) \quad (25)$$

Wenn man Gl. (24) und (25) miteinander vergleicht, so ersieht man, daß das di_a/dt um einen Betrag kleiner geworden ist, also die elektrische Beanspruchung geringer wird. Dieses zusätzliche Glied ist mit einer e-Funktion verbunden, es klingt also ab. Bei größerer Kommutierungszeit wirkt dieses Glied kaum, da die Zeitkonstante $R' C'$ zwischen $0,5$ und $1,5^\circ$ el liegt. Dieses Glied kann also nur wirksam sein, wenn die Kommutierungszeit klein ist, also bei $\alpha \approx 90^\circ$ el. Bei $\alpha = 90^\circ$ ist aber bekanntlich die Beanspruchung am größten.

Die Bedämpfung hat also Vorteile hinsichtlich der Beanspruchung auch in bezug auf das di_a/dt . Ein Nachteil tritt aber dann auf, wenn der Gleichstrom kleiner ist als die Entladungsspitze bei der Zündung (Strom i_a' in Bild 13). Dieser kritische Strom ist durch den Faktor der e-Funktion in Gl. (21) bestimmt. Sobald der Gleichstrom kleiner ist als

$$\frac{\sqrt{2} U}{R'} \sin \frac{\pi}{p} \sin \alpha,$$

so erlischt der Anodenstrom schlagartig, und das di_a/dt wird extrem hoch, obwohl der Gleichstrom klein ist (ohmsche Kommutierung). Bei diesem Betriebszustand tritt außerdem eine Vergrößerung der Steilheit der Sprungspannung auf. Diese Steilheitsvergrößerung des Anodenstromes am Ende der Kommutierung und der Sprungspannung bei kleineren Gleichströmen sei „Leerlaufeffekt“ genannt.

Leerlaufeffekt

Bei kleinerem Gleichstrom wurde die Sprungspannung mit Phasenbedämpfung oszillographiert. Es zeigte sich, daß die Sprungspannung nicht aperiodisch verläuft, sondern sprunghaft. Die Sprungspannung hatte eine Anstiegszeit von $0,5$ bis $5 \mu s$. Diese große Steilheit stellt im Zusammenhang mit der größeren Steilheit des Anodenstromes am

Ende der Kommutierung eine hohe Beanspruchung der Gefäße dar. Der Leerlauffeffekt ist nicht eine Nebenerscheinung der RC-Glieder, er tritt auch ohne Bedämpfung auf.

Die Ursache des Leerlauffeffektes ist die kleine Kommutierungszeit. Es wurde oben bei der Ermittlung des Verlaufs der Sprungspannung angenommen, daß die Wicklungskapazitäten oder die Kapazitäten des RC-Gliedes kurz vor der Löschung auf die Kommutierungsspannung aufgeladen

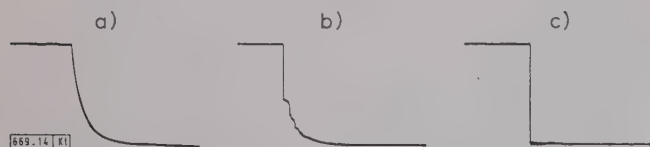


Bild 14. Oszillogramme der Sprungspannung bei abnehmender Kommutierungszeit \bar{u} (in grd el).

a) bei \bar{u}_1 , b) bei $\bar{u}_2 < \bar{u}_1$, c) bei $\bar{u}_3 < \bar{u}_2$.

sind. Dies ist aber bei kleiner Kommutierungszeit nicht der Fall. Die Kondensatoren behalten das Potential der betreffenden Sternspannung.

Die Oszillogramme in Bild 14 zeigen die Entwicklung des Leerlauffeffektes. Bei höherem Strom ist der Verlauf der Sprungspannung aperiodisch. Verkleinert man den Strom, also die Kommutierungszeit, so hat der Kondensator C' bei der Löschung eine Anfangsladung und verursacht einen Sprung in der Sprungspannung. Dieser Sprung

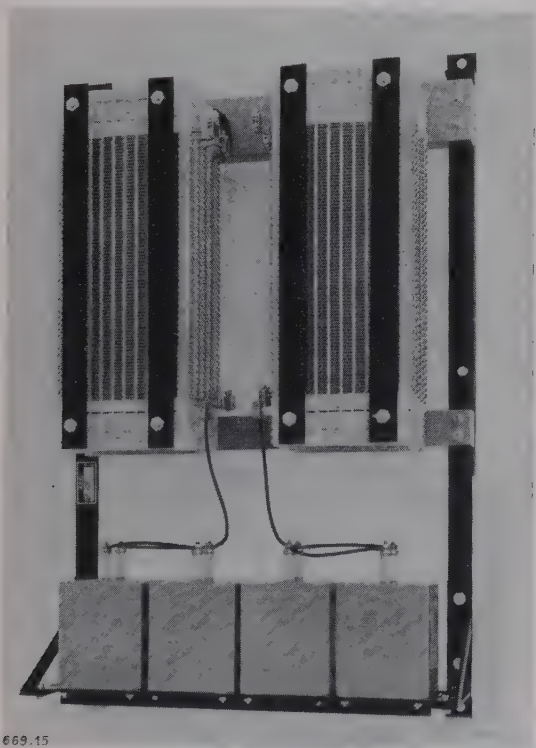


Bild 15. Zwischen Sternpunkt und Kathode eingebaute RC-Glieder.

ist am größten, wenn die Kommutierungszeit sehr klein ist. Dieser Verlauf der Sprungspannung kann zu Rückzündungen bei kleineren Strömen und bei $\alpha \approx 90^\circ$ führen. Die günstigste Maßnahme, den Leerlauffeffekt zu unterdrücken bzw. einen aperiodischen Verlauf der Sprungspannung bei kleinerer Kommutierung zu erreichen, ist die Zuschaltung eines RC-Gliedes zwischen Sternpunkt und Kathode (Bild 15).

In Bild 16 sind das Prinzipschaltbild und der Spannungsverlauf bei den beiden kommutierenden Phasen I und II mit den RC-Gliedern in den Phasen dargestellt. Der Punkt K entspricht der Kathode, so daß das RC-Glied $C_{sk} R_{sk}$ zwischen der Kathode und dem Sternpunkt liegt. Wenn die

Anode der Phase I brennt, ist der Schalter S_1 geschlossen und der Schalter S_2 offen. Wenn die Anode der Phase II brennt, ist der Schalter S_1 offen und der Schalter S_2 zu. In der Zeit, während der die Anode 1 brennt, ist das RC-Glied

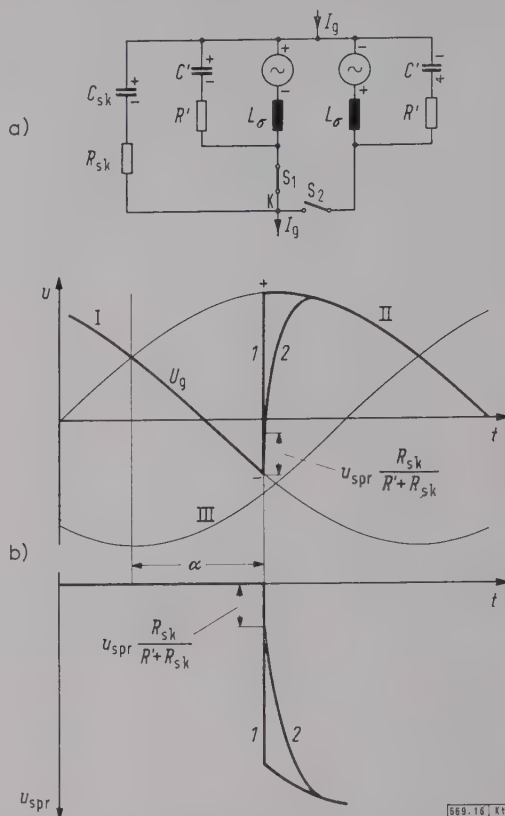


Bild 16. Einfluß eines zwischen Sternpunkt und Kathode eingebauten RC-Gliedes auf den Leerlauffeffekt einer Dreiphasenschaltung mit Phasenbedämpfung.

1 ohne RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode
2 mit RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode

$R'C'$ der Phase I mit $R_{sk} C_{sk}$ parallelgeschaltet. Vor der Zündung der Anode 2 sind also die beiden Kondensatoren C' und C_{sk} auf die Spannung der Anode 1 gegen Sternpunkt aufgeladen.

Bei einer sehr kleinen Kommutierungszeit $\bar{u} \rightarrow 0$ geht der Lichtbogen von der Anode 1 zur Anode 2 über. Dieser Vorgang entspricht einem gleichzeitigen Öffnen des Schal-

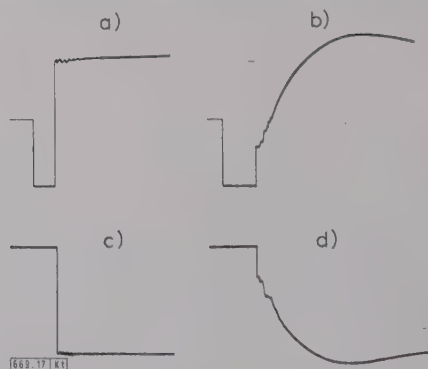


Bild 17. Oszillogramme des Leerlauffeffektes.

a) Gleichspannung mit Phasenbedämpfung,
b) Gleichspannung mit Phasenbedämpfung, jedoch bei zusätzlich zwischen Sternpunkt und Kathode eingebautem RC-Glied,
c) Sprungspannung mit Phasenbedämpfung,
d) Sprungspannung mit Phasenbedämpfung, jedoch bei zusätzlich zwischen Sternpunkt und Kathode eingebautem RC-Glied.

ters S_1 und einem Schließen des Schalters S_2 . Es wird also das RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode der Phase II zugeschaltet. Die Kapazität C_{sk} ist aber auf die Spannung der erlöschenden Anode gegen Sternpunkt auf-

geladen, so daß ein Ausgleichsvorgang zwischen dem RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode und der neu gezündeten Phase II entsteht. Wäre dieses RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode nicht vorhanden, so würde die Sprungspannung der Phase I schlagartig auftreten. Die Oszillogramme in Bild 17 zeigen den Leerlaufeffekt an der Sprungspannung und an der Gleichspannung mit und ohne RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode. Die Sprung-

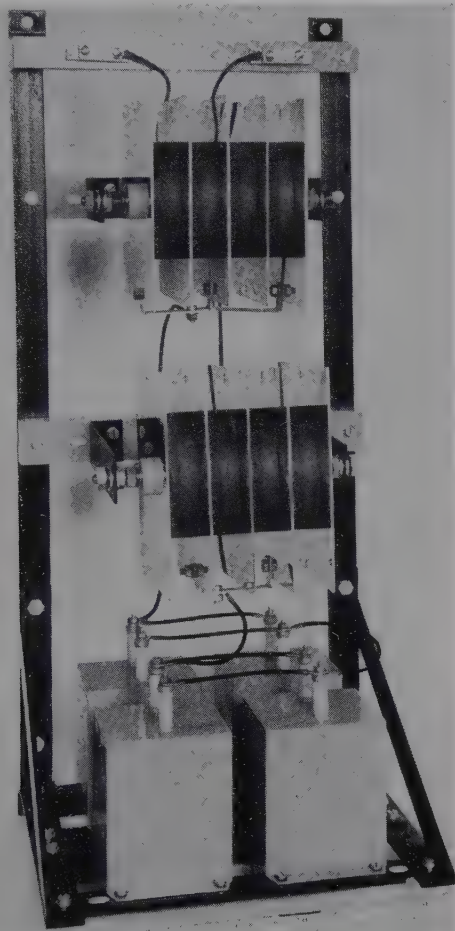


Bild 18. Montagegestell mit RC-Gliedern mit spannungsabhängigen Widerständen.

spannung verläuft jetzt aperiodisch, hat aber einen kleinen Sprung bei $t = 0$ von der Größe $U_{\text{spr}}/R_{\text{sk}} (R_{\text{sk}} + R')$. Der Widerstand R_{sk} wird im allgemeinen klein gewählt, um einen kleinen Spannungssprung zu erhalten.

Das RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode vermindert außerdem die Entladungsspitze der erlöschenden Anode während der Kommutierung um den Faktor $2R_{\text{sk}}/(R + 2R_{\text{sk}})$. In den Anlagen, in denen Anodendrosseln vorhanden sind, tritt dieser Spannungssprung nicht auf, weil im ersten Augenblick der Zündung die Spannung von den Anodendrosseln aufgenommen wird.

In den Anlagen, in denen keine Anodendrosseln vorhanden sind, verwendet man im RC-Glied zwischen Sternpunkt und Kathode zweckmäßig einen spannungsabhängigen Widerstand, der bei größerer Spannung einen kleinen Widerstand hat, so daß im ersten Augenblick der Zündung kein Sprung auftritt, weil die volle Spannung an den beiden Widerständen anliegt. In Bild 18 ist ein Gestell mit spannungsabhängigen Widerständen dargestellt.

Bedämpfung der Saugdrosselschaltung und der Dreiphasen-Brückenschaltung

Die Saugdrossel hat die Aufgabe, zwei Dreiphasen-Gleichrichtersysteme parallel zu schalten, um eine sechsphasige Welligkeit zu erreichen. Die Saugdrossel hat eine

große Induktivität; sie trennt die beiden Systeme voneinander. Es treten im Prinzip die gleichen Vorgänge wie bei der Dreiphasenschaltung auf. Um die Sprungspannung zu bedämpfen bzw. ihre Steilheit zu verringern, werden RC-Glieder parallel zu den Sekundärwicklungen geschaltet. Außerdem schaltet man zwei RC-Glieder zwischen die Sternpunkte und Kathode, um den Leerlaufeffekt zu verhindern.

Wie bei der Dreiphasenschaltung setzt sich die Sprungspannung aus den Potentialsprüngen der beiden kommutierenden Phasen zusammen. Die beiden kommutierenden Phasen haben den gleichen Sternpunkt, sie werden von der Phase des anderen Sternpunkts durch die Saugdrossel getrennt. Bild 19 zeigt graphisch die Gleichspannungen der beiden Sternsysteme bei $\alpha = 75^\circ$ el und übertrieben großer Kommutierungsdauer. Die beiden Sternsysteme verhalten sich, als ob sie getrennt wären. Die Saugdrossel nimmt die Differenz der beiden Spannungen (schraffierte Fläche) auf. Die Wicklung der Saugdrossel beteiligt sich nicht an Schwingungsvorgängen.

Bei der Saugdrosselschaltung muß man berücksichtigen, daß die den Wicklungen eines Schenkels parallel liegenden RC-Glieder so wirken, als ob sie der angestoßenen Wick-

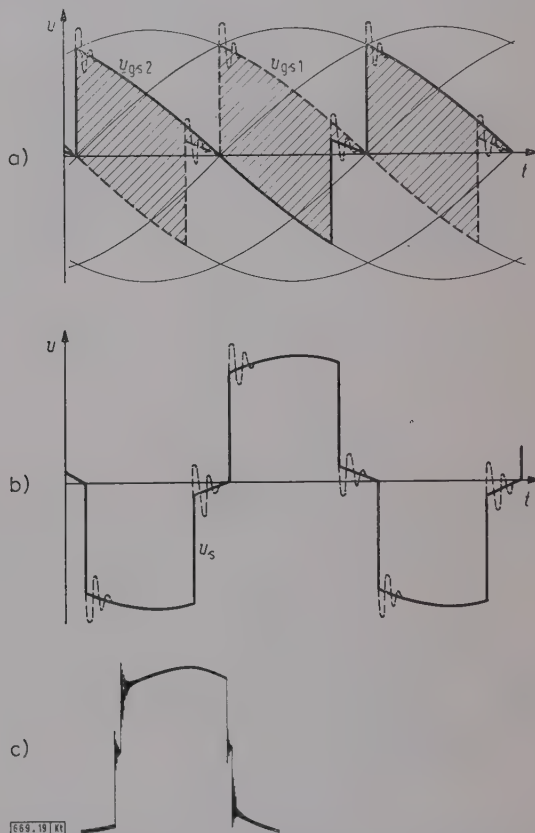


Bild 19. Verlauf der Gleichspannungen und der Saugdrosselspannung bei der Saugdrosselschaltung. Zündverzögerungswinkel $\alpha = 75^\circ$ el, Kommutierungsdauer $\bar{u} = 15^\circ$ el.

- a) Verlauf der Gleichspannungen u_{gs1} und u_{gs2}
- b) Verlauf der Saugdrosselspannung u_s
- c) aufgenommenes Oszillogramm der Saugdrosselspannung.

lung parallelgeschaltet wären. Wenn also zwei Wicklungen auf der Sekundärseite des Transformators liegen, erhält man eine wirksame Kapazität von $2C'$ und einen wirksamen Widerstand von $R'/2$. Dies läßt sich dadurch erklären, daß die beiden Sekundärwicklungen des Transformators eng gekoppelt sind. In Bild 20 sieht man den Verlauf der Spannung am Kondensator eines RC-Gliedes bei der Saugdrosselschaltung bei einem Zündverzögerungswinkel $\alpha \approx 90^\circ$ el. Man kann daraus entnehmen, daß der Kondensator auch wirkt, wenn die zugehörige Anode nicht brennt [11].

Die Dreiphasen-Brückenschaltung setzt sich aus zwei in Reihe geschalteten Dreiphasenschaltungen zusammen; sie läßt sich in gleicher Weise bedämpfen.

Verlustleistung der RC-Glieder

Die Verlustleistung der RC-Glieder in den Phasen ist bei einer gegebenen Spannung von dem Steuerwinkel und von der Kommutierungszeit abhängig. Wenn keine Kommutierungszeit vorhanden ist, so ist die am Kondensator C' anliegende Spannung die Sternspannung.

In den Leitern fließt ein 50-Hz-Wechselstrom $I = U \omega C'$. Bei einer ausreichenden großen Kommutierungszeit läßt sich der Kondensator während der Kommutierung auf das Potential der Kommutierungsspannung gegen den Sternpunkt

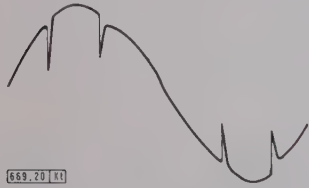


Bild 20. Oszillogramm der Spannung am Kondensator eines Phasen-RC-Gliedes bei der Saugdrosselschaltung.

um (Bild 20). Am Ende der Kommutierung wird der Kondensator wieder auf die Sternspannung aufgeladen. Innerhalb einer Periode bricht die Spannung am Kondensator bei der Dreiphasenschaltung zweimal und bei der Saugdrosselschaltung viermal zusammen. Die Amplitude der Sprünge ist am größten bei $\alpha \approx 90^\circ$ el. Die durch diese Potentialsprünge hervorgerufene Verlustleistung läßt sich am einfachsten aus der Energie des Kondensators ermitteln. Bei jeder Auf- und Entladung muß die im Kondensator aufgespeicherte Energie durch den Widerstand des RC-Gliedes vernichtet werden [14]. Man erhält für die Energie A während einer Periode

$$A = 1/2 \cdot C' \sum U_i^2, \quad (26)$$

wobei U_i die Spannungssprünge sind. Bei 50 Hz beträgt die Verlustleistung:

$$P_v = \frac{50}{s} \cdot \frac{1}{2} C' \sum U_i^2. \quad (27)$$

Für die Dreiphasenschaltung erhält man

$$P_{vd} = \frac{150}{s} C' U^2, \quad (28)$$

wobei U der Effektivwert der Sternspannung ist, und für die Saugdrosselschaltung

$$P_{vs} = \frac{300}{s} C' U^2. \quad (29)$$

Zu dieser Leistung kommt noch die durch den 50-Hz-Wechselstrom hervorgerufene Verlustleistung hinzu, die aber klein ist. Die Verlustleistung der zwischen Sternpunkt und Kathode geschalteten RC-Glieder läßt sich in ähnlicher Weise ermitteln. Man erhält

$$P_{sk} = \frac{450}{s} C_{sk} U^2. \quad (30)$$

Der imaginäre Wellenwiderstandsanteil im Durchlaßbereich von Siebschaltungen*)

Durch Umwandeln einer aus zwei symmetrischen T-Gliedern bestehenden Kettenschaltung mit veränderlichem Zwischenglied in eine Brückenschaltung wird das Vorhandensein von imaginären Anteilen des Wellenwiderstandes im Durchlaßbereich von Siebschaltungen geklärt. Die Darstellung des Blindwiderstandsverlaufes der Brückenarme für verschiedene Werte des veränderlichen Zwischengliedes zeigt zwei (durch einen den imaginären Wellenwiderstand hervorgerufenen Sperrbereich) getrennte Durchlaßbereiche.

Ein Vergleich des Durchlaßbereiches mit dem Wellenwiderstandsverlauf zeigt, daß dem Wellenwiderstandsverhalten keine zu hohe Bedeutung beigemessen werden darf. Nach dargestellten Dämpfungskurven läßt sich durch

Zusammenfassung

Als günstigste Methode zur Bedämpfung bzw. zur Steilheitsverminderung der Sprungspannung hat sich das Parallelschalten von RC-Gliedern zu den Sekundärwicklungen des Stromrichter-Transformators erwiesen. Außerdem erreicht man dabei eine Steilheitsverringerung des Anodenstromes am Ende der Kommutierung. Bei kleinen Kommutierungszeiten erhöht sich — durch die Umladezeit der RC-Glieder bedingt — die Steilheit der Sprungspannung. Der Anodenstrom erlischt in diesem Fall schlagartig, so daß seine Stromänderungsgeschwindigkeit größer wird. Die erhöhte Steilheit der Sprungspannung und des Anodenstromes wurde durch Zuschalten von RC-Gliedern zwischen Sternpunkt und Kathode wieder verkleinert.

Die Berechnung der RC-Glieder läßt sich mit genügender Genauigkeit auf verhältnismäßig einfache Weise durchführen. Dabei wird die Dämpfung des Transformators berücksichtigt, und die Transformator-Eigenkapazitäten werden vernachlässigt. Hinsichtlich der Kommutierungsbeanspruchung stellte sich wie erwartet heraus, daß die Bedämpfung der Sprungspannung sowie ihre Steilheitsverringerung die Rückzündungshäufigkeit herabsetzt, so daß die RC-Glieder in allen Anlagen mit erhöhter Beanspruchung und dort, wo eine Abschaltung größere Unkosten verursacht, vorzugsweise einzusetzen sind. Dadurch, daß ein Einfluß der Steilheit der Sprungspannung auf die Rückzündungshäufigkeit festgestellt wurde, muß angenommen werden, daß die anfangs erwähnte Gesetzmäßigkeit für die Kommutierungsbeanspruchung einer Ergänzung bedarf.

Schrifttum

- [1] Hochrainer, A., u. Micza, A.: Die Auswirkungen und die Bekämpfung von Eigenschwingungen bei Hochspannungs-Gleichrichtern. VDE-Fachber. Bd. 11 (1939) S. 187–190.
- [2] Hochrainer, A.: Schwingungen bei Gleichrichtern. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 61 (1943) S. 372–380.
- [3] Read, J. C.: High voltage steel-tank mercury-arc rectifier equipments for radiotransmitters. J. Instn. electr. Eng. (II) Bd. 92 (1945) S. 464–469.
- [4] Bertele, H. v., u. Wasserab, T.: Umschalterschwingungen in Stromrichteranlagen. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 60 (1942) S. 332–338.
- [5] Brückner, P.: Stromrichterprobleme einer Gleichstrom-Hochspannungsübertragung. Habil.-Schr. TH Hannover 1947.
- [6] Kingdon, K. H., u. Lawton, E. J.: The relation of residual ionization to arc-back in thyatrons. General Electric-Rev. Bd. 42 (1939) S. 474 bis 478.
- [7] Wasserab, T.: Die Belastbarkeit der Mutatoren. Brown-Boveri-Mitt. Bd. 42 (1955) S. 133–143.
- [8] Ludwig, E. H.: Gesetzmäßigkeiten für den Rückstrom in Quecksilberdampf-Stromrichtern. Z. angew. Phys. Bd. 7 (1955) S. 17–27.
- [9] Slepian, J., u. Ludwig, J. R.: Backfires in mercury arc rectifiers. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 51 (1932) S. 92–104.
- [10] Zinke, O.: Hochfrequenztechnik. Hirzel-Verlag, Stuttgart 1959.
- [11] Bichara, R.: Einschwingvorgänge in Quecksilberdampf-Stromrichteranlagen und ihre Bedämpfung. Diss. TH Darmstadt 1958.
- [12] Kriebbaum, K.: Netzanalysator zur Messung der Einschwingspannung. Diss. TH Darmstadt 1956.
- [13] Hammerlund, P.: Transient recovery voltage subsequent to short-circuit interruption with special reference to swedish power systems. Handlingar, Nr. 189, Stockholm 1946.
- [14] Küpfmüller, K.: Einführung in die theoretische Elektrotechnik. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1955.

DK 621.372.543.22

Einschalten eines Sperrbereiches eine wesentliche Erweiterung der möglichen Brückenfilter, insbesondere der Kristallfilter, erreichen. Damit ist auch eine Erweiterung des Durchlaßbereiches verbunden, wofür allerdings eine Dämpfungserhöhung im Durchlaßbereich in Kauf genommen werden muß.

Bei den Siebketten und Filtern mit Tschebyscheff-Verhalten sind solche Dämpfungserhöhungen im Durchlaßbereich ebenfalls vorhanden. Durch Verändern des Zwischengliedes können auch Siebschaltungen regelbarer Durchlaßbreite hergestellt werden. Hierbei verschieben sich die Steilflanken parallel zueinander. Durch Verändern des Abschlußwiderstandes läßt sich eine Verschiebung der Nullstellen im Durchlaßbereich eines Filters erzielen. Der Dämpfungsverlauf einer Anordnung mit zwei Dämpfungshöchstwerten im Durchlaßbereich ist dargestellt.

Hlk

*) Herzog, W.: Nachrichtentechn. Z. Bd. 13 (1960) S. 179–182; 15 B., 6 Qu.

Möglichkeiten zur Beeinflussung der magnetischen Eigenschaften von Permalloylegierungen

Von Friedrich Pfeifer, Hanau a. M.*)

DK 621.318.132

Bei den Untersuchungen, über die im folgenden berichtet werden soll, wurde die Beeinflussbarkeit der magnetischen Eigenschaften von Permalloylegierungen durch Hochglühung und Anlaßbehandlung dazu benutzt, bei verschiedenen Legierungen technisch wichtige Eigenschaften zu erzeugen.

Allgemeines

Die bisher besten Werte für Anfangspermeabilität¹⁾ und Koerzitivfeldstärke werden nach einem von Boothby und Bozorth [1] für die Legierung Supermalloy (79 % Ni, 5 % Mo, Rest Fe) angegebenen Verfahren erzielt. Nach der magnetischen Schlußglühung bei hoher Temperatur (1200 bis 1300 °C) in reinem Wasserstoff wird die Legierung zusätzlich einer definierten Anlaßbehandlung bei verhältnismäßig niedriger Temperatur im Gebiet 400 bis 600 °C unterzogen. Dabei wird entweder bei einer bestimmten Temperatur (480 °C) gehalten und dann rasch abgekühlt oder mit bestimmter Geschwindigkeit (120 grd/h) das Temperaturgebiet von oben nach unten durchlaufen.

Bei Anwendung dieses Verfahrens auf andere Permalloylegierungen mit Kupfer-, Molybdän- oder Chromzusatz konnte gezeigt werden, daß es praktisch bei allen Legierungen einen „Anlaßeffect“ gibt und daß darüber hinaus bei

prüft, den Verlauf durch Variation der Anlaßbehandlung zu beeinflussen.

Versuchsmaterial, Wärmebehandlung, Messung

Bandkerne aus kupferfreien und kupferhaltigen Legierungen mit Molybdän- bzw. Chromzusatz wurden bei hoher Temperatur in reinem Wasserstoff geglüht. Anschließend wurde das Metall entweder mit verschiedener Geschwindigkeit von 750 °C auf 300 °C abgekühlt oder bei verschiedenen Temperaturen im gleichen Gebiet angelassen und dann rasch auf Zimmertemperatur gebracht. Für eine Versuchsreihe wurde immer wieder der gleiche Kern einer neuen Variante der Abkühl- oder Anlaßbehandlung unterzogen. Der bei der vorangegangenen Behandlung erzeugte innere Zustand wurde durch Aufheizen auf 750 °C vor jeder neuen Temperung ausgelöscht.

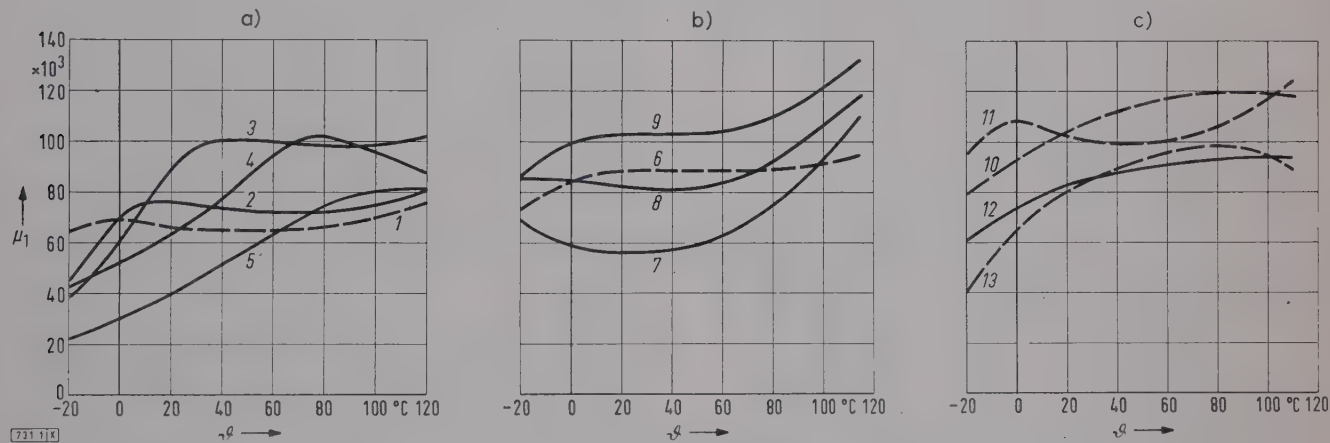


Bild 1. Abhängigkeit der Permeabilität μ_1 bei 1 mOe von der Temperatur für verschiedene Legierungen und verschiedene Abkühlgeschwindigkeiten bzw. Anlaßtemperaturen.

a) Legierung 76 % Ni, 5 % Cu, 4 % Mo, Rest Fe; b) Legierung 71 % Ni, 14 % Cu, 3 % Mo, Rest Fe;
c) Legierung 76 % Ni, 4,5 % Cu, 2,4 % Cr, Rest Fe.

Die ausgezogenen Kurven gelten für eine Banddicke von 0,05 mm, die gestrichelten Kurven für eine solche von 0,15 mm.

Kurve 1	Abkühlgeschwindigkeit	28 grd/h	Kurve 7	Abkühlgeschwindigkeit	25 grd/h	Kurve 10	Anlaßtemperatur	500 °C
" 2	"	30 grd/h	" 8	"	30 grd/h	" 11	"	520 °C
" 3	"	40 grd/h	" 9	"	90 grd/h	" 12	"	520 °C
" 4	"	90 grd/h			135 grd/h	" 13	"	540 °C
" 5	"	120 grd/h						

ganz bestimmten NiFeCuMo- bzw. Cr-Legierungen ähnlich günstige magnetische Eigenschaften erzielt werden können wie bei Supermalloy [2]. Zu dieser Gruppe gehören unter anderem auch die bekannten Handelslegierungen Mumetal²⁾ [3] und M 1040 [4].

Temperaturabhängigkeit der Anfangspermeabilität

Bei der kupferfreien NiFeMo-Legierung findet man im Raumtemperaturgebiet einen negativen Temperaturkoeffizienten der Permeabilität [5]. Mit steigender Temperatur fällt die Permeabilität bis rd. 80 °C um 10 bis 20 %. Bei verschiedenen Anwendungsfällen ist dieser Effekt unerwünscht, insbesondere dann, wenn erhöhte Betriebstemperaturen bis rd. 80 °C auftreten. Es wurde deshalb der Temperaturgang der Anfangspermeabilität bei einigen hochpermeablen Legierungen gemessen und die Möglichkeit ge-

Gemessen wurde nach jeder Anlaßbehandlung die Permeabilität bei 1 mOe Feldstärkeamplitude und 50 Hz, und zwar im technisch besonders wichtigen Temperaturbereich von -20 °C bis +120 °C.

Ergebnisse

Während bei der kupferfreien Legierung die Variation der Abkühl- oder Anlaßbedingungen lediglich eine Verschiebung des Permeabilitätsniveaus, aber keine grundsätzliche Änderung im Temperaturgang der Anfangspermeabilität brachte, war bei den kupferhaltigen Legierungen die Temperaturabhängigkeit der Permeabilität zu beeinflussen. In Bild 1 a bis c ist als Beispiel für einige kupferhaltige, hochpermeable Legierungen die Permeabilität bei 1 mOe abhängig von der Meßtemperatur nach verschiedener Abkühlgeschwindigkeit oder Anlaßtemperatur aufgetragen. Die Kurven zeigen einen sehr verwickelten Verlauf. Man erkennt aber, daß je nach Legierung und Wärmebehandlung bei hohem Permeabilitätsniveau positiver oder negativer Temperaturkoeffizient oder auch konstante Permeabilität in einem gewissen Temperaturgebiet zu erzeugen

*) Dipl.-Phys. F. Pfeifer ist Vorsteher des Magnetlaboratoriums der Vakuumschmelze AG, Hanau a. M.

Der Text wurde teilweise auf der Tagung der Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus 1957 in Münster (Westf.) vorgetragen.

1) Permeabilitäten sind in der Arbeit als Relativwerte angegeben.

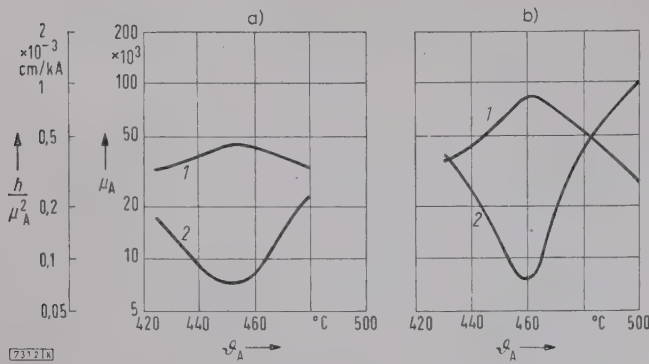


Bild 2. μ_A und h/μ_A^2 , abhängig von Anlaßtemperatur ϑ_A für verschiedene Glüh-Temperatur ϑ_G .

a) Glüh-Temperatur $\vartheta_G = 1000^\circ\text{C}$, b) Glüh-Temperatur $\vartheta_G = 1200^\circ\text{C}$.

1 Anfangspermeabilität μ_A 2 relativer Hysteresiseiwert h/μ_A^2

sind. Zu beachten ist, daß ebenso wie die Permeabilität auch der Temperaturgang der Permeabilität von der Banddicke abhängt.

Der bei hohen Betriebstemperaturen störende negative Temperaturkoeffizient läßt sich also bei bestimmten kupferhaltigen Legierungen beseitigen. Darüber hinaus ergibt sich die Möglichkeit, für die technische Anwendung wichtige Temperaturkoeffizienten der Permeabilität einzustellen [6].

Relativer Hysteresiseiwert

In der Übertragertechnik wird als Maß für die Hysteresearmut eines Übertragerwerkstoffes der relative Hysteresiseiwert h/μ_A^2 angegeben, da dieser den Betriebsklirrfaktor des Übertragers bestimmt. Bei den hochpermeablen Legierungen ist h/μ_A^2 besonders niedrig [7]. Handelsübliche Legierungen zeigen aber im allgemeinen eine Streuung um fast eine Zehnerpotenz. Daher wurden Untersuchungen durchgeführt, den Einfluß von Hochglühung und Anlaßbehandlung auf diese Eigenschaft zu studieren.

Versuchsmaterial, Wärmebehandlung, Messung

Im Vakuum wurden kupferfreie und kupferhaltige Legierungen erschmolzen und zu Band 0,05, 0,025 und 0,01 mm verarbeitet. Aus dem Band wurden Kerne 35×25 mm und Kernbleche $M 42 \times 0,05$ mm hergestellt. Die Versuchslegierungen wurden im Bereich 600°C bis 1200°C in reinem Wasserstoff gegluht und danach im Temperaturgebiet 400°C bis 600°C angelassen. Bei der Anlaßbehandlung wurde genauso vorgegangen wie bei den im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Versuchen.

Anfangspermeabilität μ_A und Hysteresiseiwert h wurden wie üblich mit einer Maxwellbrücke bei niedrigen Frequenzen und kleinen Feldstärken bestimmt.

Ergebnis

In Bild 2 ist für Bandkerne 0,05 mm nach 1000°C und 1200°C Glühung der Einfluß der Anlaßbehandlung auf Permeabilität μ_A und h/μ_A^2 dargestellt. Die Permeabilität zeigt, wie bekannt ein Maximum bei einer bestimmten Anlaßtemperatur. Der relative Hysteresiseiwert h/μ_A^2 hat bei der gleichen Temperatur ein Minimum. Interessant ist nun, daß bei niedriger Glüh-Temperatur wohl die Permeabilität abnimmt, h/μ_A^2 bei optimaler Anlaßtemperatur aber im wesentlichen konstant bleibt. Die Permeabilität wird also durch Hochglühung und Anlaßbehandlung bestimmt, für h/μ_A^2 ist im wesentlichen nur die Anlaßbehandlung maßgebend. Es kann deshalb vorkommen, daß eine Legierung trotz gleicher Permeabilität nach verschiedener Hochglühung durch unterschiedlichen Anlaßzustand sehr verschiedene Werte für h/μ_A^2 zeigt. Bei der Versuchsreihe in Bild 2a erhält man z.B.

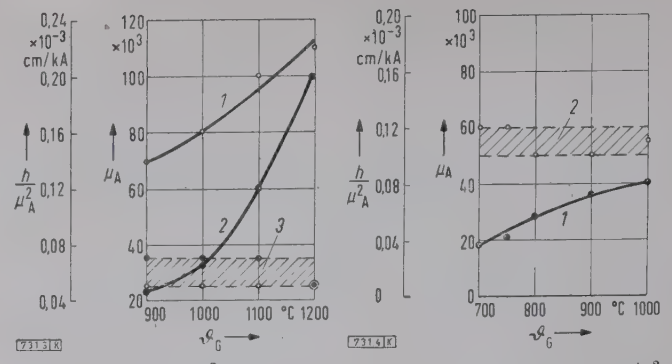


Bild 3. μ_A und h/μ_A^2 , abhängig von der Glüh-Temperatur ϑ_G , nach optimaler Anlaßbehandlung, für Bandkerne $35 \times 25 - 0,05 \times 10$.
1 μ_A für kupferhaltige Legierung
2 μ_A für kupferfreie Legierung
3 h/μ_A^2

Bild 4. μ_A (Kurve 1) und h/μ_A^2 (Kurve 2), abhängig von der Glüh-Temperatur ϑ_G , nach optimaler Anlaßbehandlung für Kernbleche $M 42 \times 0,05 \times 0,5$.

nach einer Glühung bei 1000°C und Anlaßbehandlung bei 450°C die Werte $\mu_A = 46\,000$ und $h/\mu_A^2 = 0,074 \cdot 10^{-3} \text{ cm/kA}$, nach einer Glühung bei 1200°C (Bild 2b) erhält man bei 485°C die gleiche Permeabilität, h/μ_A^2 ist aber wesentlich größer: $0,54 \cdot 10^{-3} \text{ cm/kA}$. Noch deutlicher wird dieses Ergebnis in Bild 3 und 4. Es sind dort Permeabilität und h/μ_A^2 von Bandkernen (Bild 3) und von Kernblechen (Bild 4), abhängig von der Glüh-Temperatur noch optimaler Anlaßbehandlung, aufgetragen. Die Bandkerne wurden aus zwei verschiedenen Legierungen hergestellt, die einen unterschiedlichen Abfall der Permeabilität mit der Glüh-Temperatur hatten. Trotzdem liegt h/μ_A^2 bei beiden Legierungen unabhängig von der Glüh-Temperatur in einem engen Streubereich. Grundsätzlich das gleiche ergibt sich bei den Kernblechen (Bild 4), nur ist h/μ_A^2 etwas größer als bei Bandkernen.

Untersuchungen bei verschiedenen Banddicken führten zu den Ergebnissen in Bild 5. Mit abnehmender Banddicke wird die Permeabilität geringer (Banddikkeneffekt), h/μ_A^2 ist aber in dem untersuchten Bereich ziemlich unabhängig davon.

Es ist also möglich, bei den hochpermeablen Legierungen kleine Werte für h/μ_A^2 ($0,1 \cdot 10^{-3} \text{ cm/kA}$) durch Anlaßbehandlung bei einer bestimmten, von der Legierung abhängigen Temperatur im Gebiet 400 bis 600°C gezielt einzustellen. Während die Permeabilität mit der Hochtemperaturglühung abnimmt, bleibt h/μ_A^2 bei optimaler Anlaßbehandlung in einem gewissen Temperaturbereich im wesentlichen konstant. Die Permeabilität μ_A läßt sich dadurch bei etwa gleichem h/μ_A^2 durch die Hochglühung in weiten Grenzen von $30\,000$ bis $100\,000$ variieren.

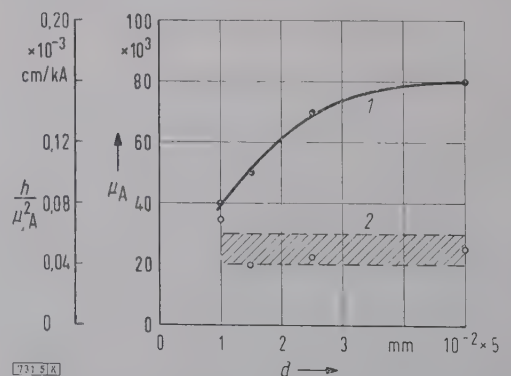


Bild 5. μ_A für eine kupferhaltige Legierung (Kurve 1) und h/μ_A^2 (Kurve 2), abhängig von der Banddicke, nach einer Glühung bei 1000°C und optimaler Anlaßbehandlung für Bandkerne 35×25 mm, Bandbreite 10 cm.

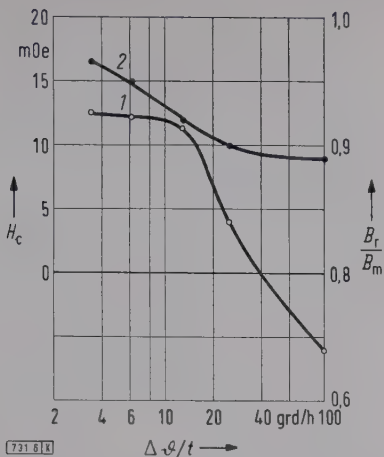


Bild 6. Einfluß der Abkühlgeschwindigkeit beim Abkühlen von 750 °C auf 300 °C auf B_r/B_m (Kurve 1) und H_c (Kurve 2). $H_m = 0,1$ Oe; Legierung 79 % Ni, 5 % Mo, Rest Fe.

Rechteckförmige Hystereseschleife

Für Zahlenspeicher in elektronischen Rechenmaschinen, für Schalt- und Zählrosseln und für Magnetverstärker werden weichmagnetische Werkstoffe mit rechteckförmiger Hystereseschleife verwendet. Es gibt verschiedene Ursachen für die Rechteckigkeit: die kristallographische Textur, wie sie z.B. bei 50 % NiFe mit Würfeltextrur und bei 3 % SiFe mit Goss- oder Würfeltextrur [5, 8] vorliegt, die uniaxiale Anisotropie, die z.B. bei 67 % NiFe und 50 % CoFe durch Magnetfeldglühung eingestellt wird [5], und eine Kombination von Kristallorientierung und magnetischer Bezirksorientierung, wie sie für 65 % NiFe mit Molybdänzusatz (Dynamax) angegeben wurde [9]. Die letztgenannte Legierung hat jedoch wohl keine technische Bedeutung erlangt. Auf eine Rechteckigkeit ohne ausgeprägte kristallographische Textur oder magnetische Anisotropie haben Kornetzki [10] bei Rechteckferriten und Littmann [11] bei ultradünnen Bändern hingewiesen. Diese Rechteckigkeit ist von der Aussteuerung abhängig.

Untersuchungen des Verfassers haben gezeigt, daß durch bestimmte Anlaßbehandlung im kritischen Gebiet 400 °C bis 600 °C bei Permalloylegierungen Rechteckschleifen der letztgenannten Art zu erzielen sind, und zwar insbesondere bei größeren Banddicken von 0,025 mm aufwärts bis etwa 0,35 mm.

Versuchsmaterial, Wärmebehandlung, Messung

Die Untersuchungen wurden an Bandkernen von 0,35 bis 0,025 mm Banddicke aus vakuumgeschmolzenen Legierungen (76 % Ni, 1,8 % Cr, 4,5 % Cu, Rest Fe; 79 % Ni, 3 bis 5 % Mo, Rest Fe) durchgeführt. Die Kerne wurden wie üb-

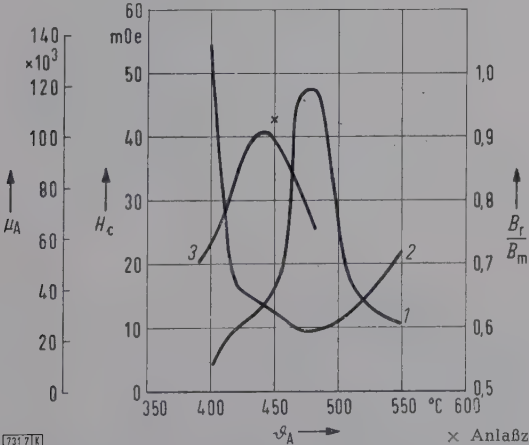


Bild 7. μ_A (Kurve 1), H_c (Kurve 2) und B_r/B_m (Kurve 3), abhängig von der Anlaßtemperatur θ_A . Anlaßzeit 2 h; $H_m = 0,1$ Oe; Legierung 79 % Ni, 5 % Mo, Rest Fe.

lich zunächst bei hoher Temperatur geglüht und dann bei verschiedenen Temperaturen im Gebiet von 400 °C bis 600 °C angelassen oder auch in dem gleichen Gebiet mit unterschiedlicher Geschwindigkeit abgekühlt.

Gemessen wurde ballistisch die Anfangspermeabilität, die Koerzitivfeldstärke und die Hystereseschleife, abhängig von der Aussteuerung. Als Maß für die Rechteckigkeit wurde die bezogene Remanenz B_r/B_m gewählt, wobei B_m die Induktion bei der Aussteuerung H_m bedeutet.

Ergebnisse

Bild 6 zeigt Koerzitivfeldstärke H_c und bezogene Remanenz B_r/B_m in Abhängigkeit von der Abkühlgeschwindigkeit. Man erkennt, daß mit abnehmender Kühlgeschwindigkeit B_r/B_m und H_c zunehmen. Bei etwa 10 grad/h werden verhältnismäßig niedrige Koerzitivfeldstärke und hohe Remanenz erzielt. Weitere Erniedrigung der Abkühlgeschwindigkeit bringt nur noch eine Erhöhung der Koerzitivfeldstärke ohne wesentliche Verbesserung der Remanenz. Den Einfluß der Anlaßbehandlung bei konstanter Temperatur zeigt Bild 7. Bei etwa 480 °C erhält man hohe Permeabilität und kleine Koerzitivfeldstärke. Bei 430 °C bis 450 °C dagegen ist die Permeabilität niedriger und die Koerzitivfeldstärke etwas höher als bei 480 °C, die bezogene Remanenz B_r/B_m zeigt aber ein deutliches Maximum.

Bei der gleichen Legierung lassen sich also lediglich durch geringe Änderung der Anlaßtemperatur hohe Anfangspermeabilität oder Rechteckschleife erzeugen. Dabei

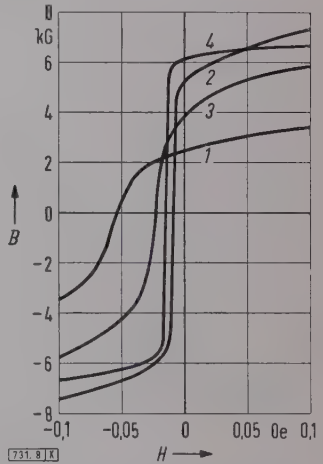


Bild 8. Einfluß der Anlaßbehandlung auf die Form der Hystereseschleife.
1 2 h bei 400 °C
2 2 h bei 480 °C
3 2 h bei 750 °C
4 8 h bei 450 °C

ist es so, daß zum Einstellen optimaler Rechteckigkeit längere Anlaßzeiten notwendig sind als für hohe Permeabilität. Es ist aber z.B. nicht möglich, durch Verlängern der Temperzeit bei 480 °C annähernd Rechteckigkeit zu erzeugen.

Wie stark die Hystereseschleife durch die Anlaßbehandlung beeinflußt werden kann, zeigt an einem Beispiel Bild 8, in dem auch die charakteristischen Schleifen der beiden Zustände „hohe Permeabilität“ (480 °C) und „Rechteckigkeit“ (450 °C) dargestellt sind. Es sei erwähnt, daß die optimale Anlaßtemperatur für diese Eigenschaften in hohem Maße legierungsabhängig ist, daß es sich aber in jedem Fall um Temperatur oberhalb des Curiepunktes und nicht um Magnetfeldglühung handelt.

Einführend wurde schon erwähnt, daß hier keine Rechteckigkeit im physikalischen Sinne vorliegt, wie z. B. bei den Texturwerkstoffen, bei denen die auf die Sättigungsinduktion bezogene Remanenz $B_r/B_s > 0,9$ ist. B_r/B_m hängt vielmehr von der Aussteuerung H_m ab, und nur in einem gewissen Feldstärkebereich von etwa 3- bis 10-facher Koerzitivfeldstärke wird auch hier $B_r/B_m > 0,9$ erhalten. Die Legierung ist kristallographisch und magnetisch annähernd isotrop, wie röntgenographische und magnetische Untersuchungen ausweisen. Bild 9 zeigt die Abhängigkeit von der Aussteuerung. Man erkennt in Bild 9 a, daß hohe bezogene Remanenz nur in einem bestimmten Feldstärke-

bereich vorhanden ist. In Bild 9 b sind statische Schleifen bei Aussteuerung bis 0,1 Oe und 1 Oe aufgezeichnet. Es wird deutlich, wie bei kleiner Aussteuerung ein sehr geringer Abfall der Schleife zur Remanenz hin vorliegt, bei größerer Aussteuerung aber noch ein deutlicher Unterschied zwischen Remanenz und tatsächlicher Sättigung vorhanden ist. Kornetzki [10] hat schon bei Ferriten darauf hingewiesen, daß man bei der geringen Krümmung der rücklaufenden Äste der Schleife und dem sehr flachen Verlauf vermuten kann, daß diese Stoffe eine gegenüber der Hysteresefläche große Kristallenergie haben. Deshalb braucht man

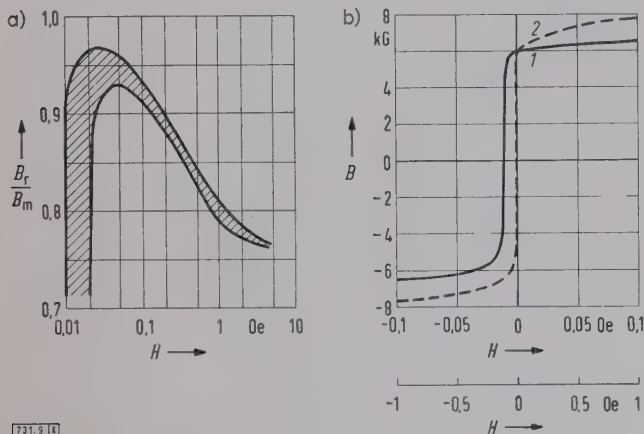


Bild 9. Abhängigkeit der bezogenen Remanenz B_r/B_m von der Aussteuerung. Erläuterungen im Text.
1 $H_m = 0,1$ Oe 2 $H_m = 1$ Oe

zur wahren Sättigung eine gegenüber der Koerzitivfeldstärke große Feldstärke. Auf den flachen Kurvenästen laufen außerdem nur wenige irreversible Wandverschiebungen ab. Sie setzen erst dicht vor Erreichen der Koerzitivfeldstärke sehr schroff ein. Bisher läßt sich noch nicht übersehen, durch welche Umstände der scharfe Knick, also das plötzliche Einsetzen der irreversiblen Wandverschiebungen, auftritt.

Zum Vergleich mit bekannten Rechteckwerkstoffen zeigt Bild 10 statische Schleifen von 50% NiFe mit Würfeltextur und Permalloy mit Rechteckschleife. Man erkennt, daß die Flankensteilheit etwa die gleiche ist. Die Koerzitivfeldstärke von Rechteckpermalloy ist jedoch deutlich kleiner (rd. $1/6$) als bei NiFe. Dafür ist die Remanenz von NiFe größer.

Bekanntlich werden Werkstoffe mit solcher Rechteckschleife angewendet, wenn nur geringe Steuerleistungen zur Verfügung stehen, z.B. bei Schaltkernen in elektronischen Rechenmaschinen oder bei empfindlichen Eingangsstufen von Magnetverstärkern.

Schlußbetrachtung

Die mitgeteilten Untersuchungsergebnisse haben gezeigt, wie stark die magnetischen Eigenschaften der Permalloylegierungen durch Anlaßbehandlung im kritischen Temperaturgebiet von 300 °C bis 600 °C beeinflusst werden können.

Über das eigentliche innere Geschehen bei den Wärmebehandlungen besteht heute noch keine Klarheit. Wohl ist schon eine Reihe von Arbeiten, bei denen als Indikatoren für die inneren Zustandsänderungen verschiedene physikalische Eigenschaften gemessen wurden, bekannt. Bei Untersuchungen an Mo-Permalloy [12] zeigte sich beim Anlassen eine Vergrößerung des elektrischen Warm- und Kaltwiderstandes im Gegensatz zu den bei binärem NiFe-Permalloy bekannten Erscheinungen [13], aber im Einklang mit bei anderen Legierungen gefundenen Anomalien („K-Zustand“ [14]).

Zu einem ähnlichen Ergebnis²⁾, daß nämlich durch Molybdän-Zusatz über 1% ein besonderer Zustand auftritt, der weder geordnet noch statistisch ungeordnet ist, führten Untersuchungen [15] über den Einfluß der Verformung auf

²⁾ Die entgegengesetzte Darstellung von Lee und Lynch beruht offenbar auf einem Irrtum [19].

den elektrischen Kaltwiderstand sowie Messungen der mechanischen Härte und thermischen Dehnung bei verschiedenen Molybdängehalten und Anlaßzuständen; dabei wird die Hypothese aufgestellt, daß eine Komplexbildung von Molybdän und gegebenenfalls Eisen auftritt.

Den Vorstellungen über einen besonderen Zustand bei Molybdän-Zusatz stehen Meinungen gegenüber, daß die Ordnung Ni₃Fe auch bei ternären Legierungen besteht. Dazu gaben Ähnlichkeiten im thermischen Ausdehnungsverhalten von Nichteisen- und Molybdän-Permalloy Anlaß [16]. Auch Messungen der magnetischen Sättigung [17] deuten darauf hin, daß die Ordnungsbildung durch Zusatz von Molybdän oder Kupfer wenig beeinflusst wird. Ihre Bildungsgeschwindigkeit ist jedoch so gering, daß es unwahrscheinlich scheint, daß bei Handelslegierungen durch die gebräuchliche Wärmebehandlung die hohe Permeabilität durch Ordnung erhalten wird.

Die gegenteilige Meinung [18], daß die Entwicklung maximaler Anfangspermeabilität von der Bildung eines kritischen Grades Fernordnung abhängt, bildete sich durch die Beobachtung eines „Knicks“ in den Warmwiderstandskurven von molybdänhaltigen Legierungen bei der kritischen Temperatur für Fernordnung.

Aus den verschiedenen Ergebnissen und Deutungen, von denen hier nur einige Beispiele angeführt sind, erkennt man, wie komplex die Erscheinungen der Permalloylegierungen bei Anlaßbehandlung im kritischen Temperaturgebiet sind und wie weit man noch von dem Verständnis

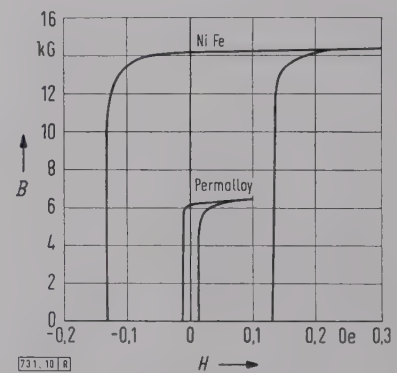


Bild 10. Statische Hystereseschleifen von NiFe mit Würfeltextur und Rechteckpermalloy.

des inneren Geschehens entfernt ist. Die wohldefinierte Anwendung der Anlaßbehandlung bei bestimmten Legierungen gibt aber, wie in der vorliegenden Arbeit gezeigt werden konnte, die Möglichkeit, für die Technik interessante Eigenschaften zu erzeugen.

Zusammenfassung

Die Beeinflussbarkeit der magnetischen Eigenschaften von Permalloylegierungen durch Hochglühung und Anlaßbehandlung wird dazu benutzt, drei technisch wichtige Eigenschaften zu erzeugen: Variation des Temperaturkoeffizienten der Anfangspermeabilität, kleiner relativer Hysteresebewert h/μ_A^2 , rechteckförmige Hystereseschleife. Die inneren Zustandsänderungen bei Wärmebehandlung, die zu den Eigenschaftsänderungen führen, sind heute noch nicht geklärt. Verschiedene Deutungsversuche einer Reihe von Arbeiten werden einander gegenübergestellt.

Schrifttum

- [1] Boothby, O. L., u. Bozorth, R. M.: A new magnetic material of high permeability. J. appl. Phys. Bd. 18 (1947) S. 173–176.
- [2] Abmus, F., u. Pfeifer, F.: Höchstpermeable Legierungen im System NiFeCuMo. Metall Bd. 7 (1953) S. 189–191.
- [3] Randall, W. F.: Ni-Fe alloys of high permeability. Inst. of El. Eng. (1936) S. 1–12.
- [4] Neumann, H.: Neue magnetische Legierung „1040“ mit hoher Anfangspermeabilität. Arch. techn. Messen. Lfg. Z 913–5 (1934).
- [5] Bozorth, O. L.: Ferromagnetism. Verlag D. van Nostrand Comp. Inc., New York 1951.
- [6] Abmus, F., u. Pfeifer, F.: Kupferhaltige NiFe-Legierungen. Deutsches Bundespatent 1 066 362.

- [7] Kornetzki, M.: Rechteckförmige Magnetisierungsschleife von Ferritkernen. Frequenz Bd. 2 (1955) S. 81–83.
- [8] Abmus, F., u. Boll, R., u. Ganz, D., u. Pfeifer, F.: Über Eisen-Silizium mit Würfeltextur. Z. Metallkde Bd. 48 (1957) S. 341–343.
- [9] Howe, G. H.: Dynamax, a new magnetic core material. Electr. Eng. Bd. 75 (1956) S. 702–704.
- [10] Kornetzki, M.: Eine Beziehung zwischen Hystereseebeiwert und Permeabilität. Z. angew. Phys. Bd. 4 (1952) S. 343–345 und Bd. 6 (1954) S. 547–550.
- [11] Littmann, M. F.: Ultrahin magnetic alloy tapes with rectangular hysteresis loops. Electr. Eng. Bd. 71 (1952) S. 792–795.
- [12] Abmus, F., u. Pfeifer, F.: Widerstandsanomalien einer hochpermeablen Nickel-Eisen-Molybdän-Legierung. Z. Metallkde Bd. 42 (1951) S. 294–299.
- [13] Siehe z. B.: Kaya, S.: Die Überstrukturbildung in den Nickel-Eisen-Legierungen und das Permalloyproblem. J. Fac. Sci. Hokkaido. Imp. University, Bd. 2 Nr. 2 (1938) S. 29–53.
- [14] Thomas, H.: Widerstandslegierungen. Z. Phys. Bd. 129 (1951) S. 219 bis 232.
- [15] Lishitz, B. G., u. Ravdel, M. P.: Elektrischer Widerstand von NiFe-Legierungen mit Mo-Zusatz. Ber. Akad. Wiss. UdSSR Bd. 93 (1953) S. 1033–1035.
- [16] Joso, E.: Étude expérimentale des réorganisations structurales provoquées par les traitements thermiques dans quelques ferronickels binaires et complexes. Rev. Metallurg. Bd. 47 (1950) S. 769–778.
- [17] Wakekin, R. J., u. Yates, E. L.: A study of the order-disorder Transformation in iron-nickel alloys in the region FeNi₃. Proc. Phys. Soc. Bd. 66 (1953) S. 221–240.
- [18] Walters, R. E. S.: Heat treatment for high initial permeability in binary and complex Nickel-Iron Alloys containing about 75% Ni. Conference on Magnetism and Magnetic Materials, Boston, Mass. Amer. Inst. Electr. Eng. 1956, S. 258–267.
- [19] Lee, E. W., u. Lynch, A. C.: Soft magnetic material. Philos. Mag. Suppl. Bd. 8 (1959) S. 292–348.

Handelsüblicher Vakuumkondensator als Hochspannungs-Meßkondensator

Von Horst Suhr, Berlin*)

DK 621.319.47.027.3

Sowohl aus wirtschaftlichen als auch aus meßtechnischen Gründen ist es erwünscht, über die Verwendbarkeit von Vakuumkondensatoren bei Hochspannungsmessungen Klarheit zu gewinnen. Über diesbezügliche Prüfungsergebnisse soll nachstehend berichtet werden.

Grundsätzliches

Für Messungen mit der Hochspannungs-Meßbrücke nach Schering werden Meßkondensatoren höherer Spannungsfestigkeit verlangt. Für hohe und höchste Spannungen stehen Preßgaskondensatoren bekannter Bauart zur Verfügung. Sollen dagegen Messungen bei niedrigeren Spannungen, bis etwa 10 kV, durchgeführt werden, so scheinen Preßgaskondensatoren wirtschaftlich ungünstig. Ferner ist ihre Kapazität für manche Messungen zu klein (50 bis 100 pF).

Daher wurden handelsübliche Vakuumkondensatoren auf ihre Eignung als Meßkondensator für derartige Messungen untersucht. Auch für kapazitive Spannungsteiler bis 15 kV, z. B. für Scheitelspannungs-Meßgeräte, werden der-

und 1000 pF zur Verfügung. Die Kapazitätswerte sind im folgenden immer in der internationalen Einheit angegeben.

Zunächst wurden Untersuchungen über die Beeinflussbarkeit des Kondensators durch Fremdfelder durchgeführt. Der technische innere Aufbau ist vom Hersteller so gewählt worden, daß die an Spannung liegende Elektrode die Meßelektrode topfförmig umgibt; dadurch ist die Fehlermöglichkeit durch Fremdfelder herabgesetzt. Immerhin zeigten Versuche mit geerdeten, in hinreichendem Abstand aufgestellten Aluminiumplatten Fehler bis $\pm 0,5\%$ vom Sollwert für den Betrag der Kapazität. Für Kondensatoren mit kleinen Kapazitätswerten kann dieser Fehler bis 3% vom Sollwert betragen. Um Fehlmessungen zu vermeiden, muß man die Kondensatoren in Metallgehäuse einbauen, wie in Bild 1 gezeigt. Die Meßelektrode wird bei diesem Aufbau über Koaxialbuchsen angeschlossen, das Gehäuse ist geerdet.

Die im nachfolgenden beschriebenen Messungen der Kapazität C und des Verlustfaktors $\tan \delta$ wurden mit einer Hochspannungs-Meßbrücke nach Schering durchgeführt. Als Vergleichskondensatoren dienten zwei Preßgaskondensatoren bekannter Kenngrößen und Eigenschaften.

Kapazität

Der Temperatureinfluß auf den Betrag der Kapazität ist für Meßkondensatoren, die in ausreichend temperierten Räumen verwendet werden sollen, nur im Temperaturbereich zwischen etwa $+15^\circ\text{C}$ und $+35^\circ\text{C}$ von Wichtigkeit. Daher wurden die Messungen zunächst nur in diesem Bereich durchgeführt. Die nachstehend angegebenen Ergebnisse wurden bei einer Meßspannung $U = 9\text{ kV}$ (Effektivwert) und bei einer Frequenz von 50 Hz ermittelt. Für den Kondensator mit der Kapazität 1000 pF betrug die Kapazitätsänderung je Grad Celsius in diesem Temperaturbereich $+0,035\text{ pF}$.

Die gleiche Messung an dem Kondensator mit der Kapazität 500 pF ergab eine Kapazitätsänderung von $+0,08\text{ pF}$ innerhalb des angegebenen Temperaturbereichs und somit einen Temperaturkoeffizienten von $+0,008\text{ pF}/^\circ\text{C}$ oder, bezogen auf die Nennkapazität, $+0,0016\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

In Anbetracht der möglichen Verwendung derartiger Kondensatoren bei Spannungsteilern, die den Witterungsbedingungen, wie Sonneneinstrahlung und scharfer Kälte, ausgesetzt sind, wurde der 1000-pF-Kondensator auch im Temperaturbereich von -60°C bis $+60^\circ\text{C}$ untersucht. Dabei zeigte es sich, daß erst bei Temperaturen über $+50^\circ\text{C}$ ein höherer Temperaturkoeffizient zu beobachten war. Die Kapazitätzunahme zwischen $+50^\circ\text{C}$ und $+61^\circ\text{C}$ betrug $0,51\text{ pF}$, und somit war der Temperaturkoeffizient $0,046\text{ pF}/^\circ\text{C}$. Da für Temperaturen unter 0°C keine Änderung des



732.1 Kt

Bild 1. In ein Metallgehäuse eingebauter Kondensator.

artige kleine und handliche Kondensatoren verwendet. Für die genannten Meßaufgaben sollen die Kondensatoren eine geringe Temperatur- und Spannungsabhängigkeit sowie einen kleinen Verlustfaktor ($\tan \delta \leq 1 \cdot 10^{-4}$) aufweisen.

Als handelsübliche Vakuumkondensatoren standen für die Untersuchungen Typen mit den Nennkapazitäten 500

*) Dipl.-Ing. H. Suhr ist Laboratoriumsleiter bei der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, Institut Berlin.

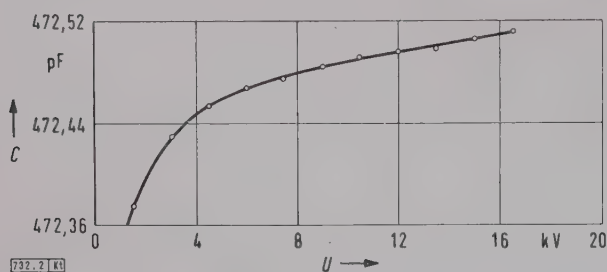


Bild 2. Kapazität C , abhängig vom Effektivwert der angelegten Spannung U .

Temperaturkoeffizienten beobachtet werden konnte, ist der für den Temperaturbereich $+15^\circ\text{C}$ bis $+25^\circ\text{C}$ angegebene Temperaturkoeffizient zwischen $+50^\circ\text{C}$ und -60°C gültig.

Alle vorstehend angeführten Messungen wurden fernerhin mit den Frequenzen 200 Hz und 300 Hz durchgeführt. Es wurden die gleichen Meßwerte ermittelt.

Die folgende Untersuchung des 500-pF-Kondensators bezog sich auf die Feststellung der Spannungsabhängigkeit der Kapazität. Bild 2 zeigt, daß zwischen 1,5 und 3 kV eine recht erhebliche Änderung der Kapazität zu verzeichnen ist. Oberhalb von 3 kV steigt dagegen die Kapazität bis 16,5 kV nicht mehr wesentlich an. Betrachtet man den gesamten Spannungsbereich, so ergibt sich, daß zwischen 1,5 und 16,5 kV die Kapazitätsdifferenz 0,14 pF, d. h. 0,03 % vom Nennwert beträgt, während zwischen 3 und 16,5 kV die Abweichung nur 0,08 pF, d. h. 0,015 % vom Nennwert beträgt. Für kapazitive Teiler bei Scheitelspannungs-Meßeinrichtungen ist dieser Fehler im Hinblick auf die zulässige Fehlergrenze von $\pm 2\%$ vom Skalenendwert des Instrumentes vernachlässigbar klein. Bei Kapazitätsmessungen mit einem Vakuumkondensator als Bezugsgröße müßten, soweit man höhere Genauigkeiten fordert, an Hand einer Fehlerkurve entsprechende Korrekturen angebracht werden. Messungen an dem 1000-pF-Kondensator zwischen 3 und 10,5 kV ergaben eine Kapazitätzunahme von 0,014 % vom Sollwert; sie lag damit in der gleichen Größenordnung wie beim 500-pF-Kondensator.

Verlustfaktor

Die Bestimmung des Verlustfaktors $\tan \delta$ stieß auf gewisse Schwierigkeiten, da der des Vakuumkondensators in den unteren Spannungsbereichen besser als der des Preßgaskondensators war. Die Schering-Hochspannungsbrücke verwendet im Zweig 4 einen Widerstand $R_4 = \frac{1000}{\pi} \Omega$. Der $\tan \delta$ errechnet sich für die Stellung ∞ aus der Gleichung $\tan \delta = R_4 C_4 \omega$; für 50 Hz ist $\tan \delta = 10^5 (\text{V/As}) \cdot C_4$. Somit wird, wenn C_4 in Nanofarad eingesetzt wird, $\tan \delta = 10^{-1} (C_4/\text{nF})$.

Die bei dem Preßgaskondensator mit der Zuleitung parallel zu R_4 liegende feste Kapazität wurde zu 0,5 nF bestimmt. Für den Preßgaskondensator wurde $\tan \delta = 0,5 \cdot 10^{-4}$ angenommen. Da ein Abgleich mit einem parallel zu R_4 liegenden C_4 bis $U = 12$ kV (Effektivwert) möglich war, ist für den Vakuumkondensator wahrscheinlich $\tan \delta < 1 \cdot 10^{-4}$. Erst die Zuschaltung einer Kapazität $C_3 = 10$ nF parallel zu $R_3 = 155 \Omega$ ergab einen Nullabgleich der Brücke. Daraus folgt jedoch, daß der Verlustfaktor von etwa $5 \cdot 10^{-5}$ besser als der des Normals war. Es kann mithin angenommen werden, daß $\tan \delta$ etwa bei $1 \cdot 10^{-5}$ liegt.

In Bild 3 ist der Verlustfaktor in Abhängigkeit von der Spannung aufgetragen. Der Anstieg des Verlustfaktors oberhalb 12 kV ist auf einsetzendes Glimmen zurückzuführen. Oberhalb 16,5 kV sind infolge des Glimmens Messungen in der verwendeten Schaltung nicht mehr möglich.

Ein Temperaturgang des Verlustfaktors konnte nicht beobachtet werden. In der Meßanordnung mit elektronischem

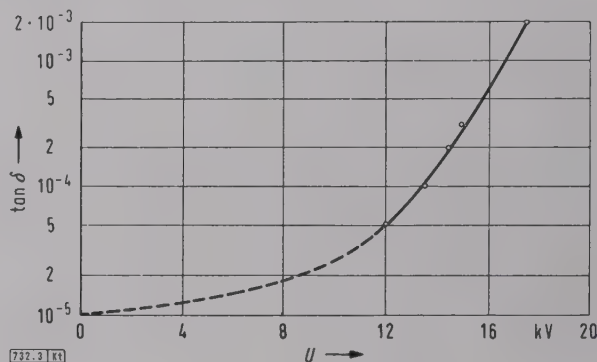


Bild 3. Verlustfaktor $\tan \delta$, abhängig vom Effektivwert der angelegten Spannung U .

Nullindikator war es möglich, Änderungen von $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ noch zu erfassen. Die Änderungen für den $\tan \delta$ lagen jedoch zwischen -60°C und $+60^\circ\text{C}$ unterhalb dieser Meßschwelle.

Zusammenfassung

Durch Messungen konnte festgestellt werden, daß Vakuumkondensatoren industrieller Fertigung als Meßkondensatoren für Hochspannungs-Meßbrücken in einem geschirmten Einbau bis etwa 10 kV gut verwendbar sind. Für kapazitive Spannungsteiler für Scheitelspannungs-Meßgeräte kann eine Abschirmung entfallen. Kapazität und Verlustwinkel sind im Frequenzband von 50 bis 300 Hz frequenzunabhängig. Die Spannungsabhängigkeit und der Temperaturkoeffizient werden angegeben.

Kreuzung des Oslo-Fjords mit Seekabeln für 300 kV Wechselspannung*)

DK 621.315.2.027 830(26.04):482.1)

Für die Kreuzung des 220 m tiefen Oslo-Fjords mit 300-kV-Wechselspannungskabeln wurden Gasinnendruckkabel und Ölkabel in Erwägung gezogen. Beide Kabeltypen können in der benötigten Länge von 2100 m ohne Muffen hergestellt werden. Die Wahl fiel auf das kostenmäßig günstigere Ölkabel. Um einen Strom von 1100 bis 1300 A bei 300 kV übertragen zu können, entschied man sich für zwei parallele Systeme von sechs Einleiterkabeln mit einem Leiterquerschnitt von 400 mm² und einer Dicke der Isolierung von 21,5 mm. Zunächst wurden jedoch nur vier Kabel, also ein System mit einer Reserveader, verlegt.

Damit die Torsionskräfte beim Legen der Kabel klein bleiben, sollte die Bewehrung aus zwei gegensinnig geschlagenen Lagen bestehen. Bewehrungsdrähte aus legiertem

Aluminium kamen wegen des hohen Salzgehaltes des Wassers nicht in Frage. Man wählte Flachdrähte aus verzinktem Stahl und ersetzte in der inneren Lage zur Verringerung der Zusatzverluste acht dieser Drähte durch Zinkdrähte. Für den Landteil der Kabel verzichtete man auf die Bewehrung, um die infolge der höheren Umgebungstemperatur geringere Belastbarkeit gegenüber dem Seeteil auszugleichen. Außerdem wurden die Kabel dort in einem belüfteten Kanal verlegt; vielleicht sollen sie später auch künstlich gekühlt werden.

Die unter Vakuum getrockneten und getränkten und dann erst mit Blei ummantelten Kabel wurden auf das Verlegeschiff in einer Bütte von 6 m Dmr. gebracht, die bei der Verlegung rotierte. Die Ablauftrommel am Bug des Schiffes hatte einen Halbmesser von 1,5 m. Die größte Zugspannung während der 1 1/2-stündigen Verlegung betrug 8 t. Lckg

*) Hirsch, Chr. W., u. Qvigstad, J. K.: Crossing the Oslofjord with 300 kV A.C.-submarine cables. CIGRE-Ber. 1960, Nr. 207; 17 S., 12 B., 3 Taf.

Werkzeugmaschinenausstellung Hannover 1960

Von Karl Rangs, Frankfurt a. M.

DK 061.4(43)„1960“ : 621.9

Auf der jetzt alle zwei Jahre stattfindenden Werkzeugmaschinenausstellung in Hannover wurden dieses Jahr in größerer Zahl Maschinen ausgestellt, bei denen die Elektronik zur elektrischen Steuerung in vermehrtem Umfang Eingang gefunden hat. Über die wirtschaftliche Seite und einige Neuerungen im Werkzeugmaschinenbau soll nachstehend berichtet werden.

Allgemeines

Die Werkzeugmaschinenausstellung, die vom 11. bis 20. September 1960 in Hannover stattfand, war dort die bisher größte nationale Schau auf diesem Gebiet. Insgesamt waren rd. 47 000 m² Fläche in den Hallen 1 bis 9 belegt. Von den insgesamt 769 Ausstellern (für Werkzeugmaschinen, Werkzeuge und Verlage) waren, obwohl es nur eine nationale Ausstellung war, 131 aus dem Ausland, z. B. aus Belgien, Frankreich, Großbritannien, Italien, den Niederlanden, Österreich, Schweden und der Schweiz. Am



Bild 1 Halle 8 A mit Maschinen für spanlose Verformung.

stärksten waren unter den Ausländern die schweizerischen Firmen vertreten. Gewichtsmäßig wurden etwa 14 000 t Maschinen, Werkzeuge und Zubehörteile ausgestellt (Bild 1 und 2). Die starke ausländische Beteiligung zeigt eine zunehmende Verflechtung der wirtschaftlichen Beziehungen des westlichen und südlichen Europas.

Stellt man diesen Zahlen diejenigen des Jahres 1955 gegenüber, so hatten damals 594 Firmen, davon 66 aus dem Ausland, ausgestellt. Die belegte Fläche belief sich auf rd. 30 000 m² mit einem Gesamtgewicht der damals gezeigten Maschinen von etwa 9000 t.

Für betriebsmäßige Vorführungen einzelner Werkzeugmaschinen mußte eine Anzahl zusätzlicher Fundamente hergestellt werden. Die Tragfähigkeit des vorhandenen Bodens mit 10 000 kp/m² reichte nicht in allen Fällen aus. Unter den Werkzeugmaschinen befanden sich auch solche mit einem Gewicht von mehr als 300 t. Die für die angeschlossenen Maschinen erforderliche elektrische Leistung belief sich auf 17 MVA, eine Leistung, die zur Licht- und Kraftversorgung einer Großstadt mit mehr als 100 000 Einwohnern ausreicht.

Das Ausstellungsgut war nach Maschinenarten in den entsprechenden Hallen aufgestellt. Neben dem umfangreichen Angebot an Werkzeugmaschinen war auch die Werkzeugindustrie mit fast 200 Ausstellern, davon 22 aus dem Ausland, gut vertreten. Die Ausstellungsfläche für Präzisionswerkzeuge, Spann- und Meßwerkzeuge, Werkstoff-Prüfmaschinen und Prüfgeräte, ferner Zubehör einschließlich pneumatische, hydraulische und elektrische Geräte betrug etwa 6500 m².

In den Hallen 5 und 6 fanden Sonderschauen statt. So zeigte Halle 5 die Ausstellung „Aluminium im Werkzeugmaschinenbau“. Von den im Jahre 1959 in der Bundesrepublik verbrauchten 320 000 t Aluminium entfielen auf

den Werkzeugmaschinenbau allein 36 000 t. Maßgebend für zahllose große und kleine Konstruktionselemente, Zubehörteile, Gehäuse usw. ist neben dem guten Aussehen, der leichten Bearbeitbarkeit, der dauerhaften Widerstandsfähigkeit gegen Korrosion, der hohen mechanischen Festigkeit, die bei Sonderwerkstoffen bis an die Festigkeit von Stahl reicht, die geringe Wichte mit rd. 2,6 gegenüber 7,8 g/cm³ bei Stahl. Bei kleinen Abmessungen und großer Stückzahl läßt sich bei Leichtmetalllegierungen das Druckgußverfahren anwenden. Außer Gewindeschneiden ist wegen der guten Maßhaltigkeit kaum eine Nacharbeit erforderlich.

Die Sonderschau „Eisen und Stahl im Werkzeugmaschinenbau“ war in Halle 6 untergebracht. Firmen der eisenerzeugenden Industrie, die als Zulieferer des Allgemeinen und Werkzeugmaschinenbaues gelten, hatten Erzeugnisse aus verschiedenen Stahlsorten ausgestellt. So sah man neben Gußstücken mit einem Stückgewicht von 40 t auch aus Edelstahl hergestellte Halbzeuge, wie Rundmaterial, Rohre und kaltgezogenes Profilmaterial verschiedenen Querschnittes. Bei den Sonderwerkstoffen gab es hitze- und säurebeständige, nichtrostende Erzeugnisse und Teile aus Manganhartstahlguß sowohl für den Maschinenbau als auch für den Gerätebau. Eine Großfirma zeigte kunststoffplattiertes Stahlband und Stahlblech. Dieser Werkstoff kann in gewissen Grenzen ohne Beschädigung der Oberfläche gezogen werden.

Obwohl der Werkzeugmaschinenbau die Grundlage für die Rationalisierung und zunehmende Automatisierung auf den Gebieten des Maschinenbaues, der Elektrotechnik, des Fahrzeug- und Schiffsbaues — um nur einige Gebiete zu nennen — ist, wirken sich bei ihm diese Verbesserungen in der Herstellung eher hemmend als fördernd aus. Der Präsident des Vereins Deutscher Maschinenbau-Anstalten M. Knorr sagte in seiner Eröffnungsansprache treffend: „Er (der Werkzeugmaschinenbau) selbst hat jedoch in nur ganz geringem Maß Anteil daran, und deshalb kann auch nicht bestritten werden, daß sich bei ihm die mit seiner Hilfe anderwärts durchgeführte Rationalisierung und Automatisierung zusammen mit der Arbeitszeitverkürzung in seinen eigenen Betrieben bis jetzt leistungshemmend und kapazitätseinschränkend auswirken.“ Verursacht ist dieser Zustand durch die vielen Sonderwünsche der Werkzeugmaschinenbesteller, die auf Grund der Rationalisierung in ihren Betrieben Sonderkonstruktionen wünschen und somit eine billige Herstellung und kurze Lieferzeiten, wie das bei



Bild 2. Fräs- und Sägemaschinen in Halle 8 B.

Serienherstellung von Standardmaschinen der Fall ist, verhindern. Die Folge davon ist im Werkzeugmaschinenbau eine starke Verschiebung des Verhältnisses der Zahl der Arbeiter zu den Angestellten. Während in den Jahren 1935 bis 1939 dieses Verhältnis 6:1 war, ging es im Jahre 1959 auf 2,8:1 zurück.

Der Auftragseingang im Werkzeugmaschinenbau lag im 3. Quartal 1959 um 26 %, im 4. Quartal um 44 % und im 1. Quartal 1960 um 83 % über der Ausbringung. Wie stark auch hier der Bedarf an Fachkräften auf den Gebieten der Konstruktion und Entwicklung ist, zeigt die Tatsache, daß bei 18 Firmen der Werkzeugmaschinenindustrie der Mitarbeiterstab auf den erwähnten zwei Gebieten insgesamt von 1967 im Jahre 1955 auf 1523 im Jahre 1959 gestiegen ist, ohne jedoch den Bedarf voll zu decken. Wie auf anderen Gebieten der Wirtschaft, sind auch hier die fehlenden Fachkräfte ein großes Problem. Damit die Firmen wirtschaftlicher arbeiten können, ist eine Klärung der Typenbereinigung, der Normung von Baueinheiten und ein freiwilliger Erfahrungsaustausch zwischen den Werkzeugmaschinenfirmen notwendig.

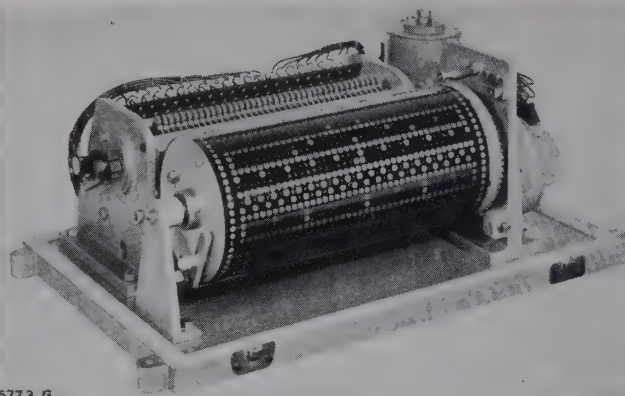
Infolge der weltweiten Ausdehnung der augenblicklichen Hochkonjunktur wird die Exportquote bei Werkzeugmaschinen auch im Jahre 1960 nicht viel von 50 % der Produktion abweichen. In der Bundesrepublik und in Westberlin wird der Wert der Produktion die Grenze von 2 Mrd. DM erreichen.

Werkzeugmaschinen

Von den vielen in den Hallen untergebrachten Ausstellungsstücken kann nur auf einige wenige hingewiesen werden, die auch für den Elektrotechniker interessant genug sind, um erwähnt zu werden. Eine ausführliche Besprechung der Neu- und Weiterentwicklungen auf diesem Gebiet muß den einschlägigen Fachzeitschriften überlassen bleiben. Die auf verschiedenen Prinzipien beruhenden elektrischen Steuerungen sind sehr weit in den Werkzeugmaschinenbau eingedrungen.

Seit der Einführung der Elektronik in den Werkzeugmaschinenbau kann nicht nur in zwei, sondern in drei Ebenen eine automatische Steuerung durchgeführt werden. Auf dieser Grundlage waren mehrere Maschinen verschiedener Firmen zu sehen, so unter anderem eine Fräsmaschine, bei der die Bewegung des Frästisches in drei Koordinaten durchgeführt wird. Diese Maschine wird mit einem aus der Fernschreibtechnik üblichen Lochstreifen gesteuert, der alle notwendigen Informationen sowohl für den Längs- als auch Quervorschub mit einer Toleranz von $\pm 0,01$ mm und für alle übrigen Funktionen enthält, so z. B. für die Spindeldrehzahlen und Vorschubgeschwindigkeit. Die letzte kann in 24 Stufen zwischen 8 mm/min und 4 m/min eingestellt werden. Der Lochstreifen kann mit jedem Fernschreiber nach einem besonderen Schlüssel hergestellt werden. Im Prinzip läßt sich diese Einrichtung an jeder Werkzeugmaschine entsprechend ihren Funktionen anbringen.

Eine große Werkzeugmaschinenfabrik hat in Zusammenarbeit mit einer Großfirma der Elektroindustrie eine Walzenkaliberdrehbank entwickelt, die von einem Lochband in zwei Ebenen gesteuert wird. Mit der numerischen, d. h. durch Lochstreifen betätigten Steuerung können alle kopierfähigen, aus Geraden und Kreisen zusammengesetzten Profilformen bearbeitet werden. Diese Steuerung hat gegenüber der mechanischen Kopiersteuerung den Vorteil, daß der Verlauf der Profilform mathematisch genau erfaßt werden kann und daß auch bei häufigem Gebrauch des Lochstreifens keine Abnutzung wie bei einer mechanisch abgetasteten Schablone vorhanden ist. Der Lochstreifen enthält die aufgelöste Werkstückkontur mit einer Abweichung von $\pm 0,1$ mm und umfaßt dabei einen Arbeitsbereich der Drehbank von etwa 5000 mm für den Längsvorschub und 400 mm für den Planvorschub. Außerdem wird vom Lochstreifen auch noch die Planscheibendrehzahl und der Supportvorschub gesteuert.



6773 G

Bild 3. Programmiergerät für lochbandgesteuerte Werkzeugmaschinen.

Eine andere Maschine, die gezeigt wurde, besteht aus einem Fräswerk und zwei Bohrwerken, von denen das eine Bohrwerk einspindlig und das andere zweispindlig ist und eine drehbare Aufnahme für Werkzeuge enthält, die automatisch mit Preßluft ausgewechselt werden. Diese elektronisch gesteuerte Maschine ist eine Sonderkonstruktion und kann selbsttätig bis zu 32 verschiedene Arbeitsgänge an einem Werkstück durchführen.

Als Neuheit wurde ein Programmiergerät (Bild 3) gezeigt, das zur weiteren Automatisierung von Werkzeugmaschinen dient. Dieses besteht aus einer auf einer Walze aufgespannten Lochscheibe und dient sowohl als Programmspeicher als auch als Programmgeber. Sie wird schrittweise abgetastet, wobei jede Stellung der Lochscheibe sämtliche zum Bearbeiten des Werkstückes notwendigen Arbeitsfunktionen für die betreffende Werkzeugmaschine enthält. Damit kann nicht nur die Automatisierung von Drehbänken, sondern auch von Fräsmaschinen, Bohrwerken und anderen Werkzeugmaschinen durchgeführt werden.

Beim bisherigen Nacharbeiten des Spurkranzes der Radsätze von Eisenbahnfahrzeugen mußte immer der Radsatz ausgebaut werden. Dieser Ausbau verursachte erhöhte Montagekosten, die z. B. bei elektrischen Lokomotiven bis zu mehreren tausend Deutsche Mark betragen können. Eine weiterentwickelte Radsatz-Bearbeitungsmaschine (Bild 4), die als Unterflurdrehmaschine gebaut wird, ermöglicht das Nachdrehen der Laufflächen und Spurkränze der Radsätze, ohne daß diese aus dem Fahrzeug ausgebaut werden müssen. Diese Drehmaschine steht in einer Grube so tief, daß die vollständigen Eisenbahnfahrzeuge auf der normalen Eisenbahnschiene hereingefahren werden können. Mit einer elektronischen Meßeinrichtung kann der Durchmesser der Radsätze bis auf $\pm 0,3$ mm genau gemessen werden. Neben der Einsparung an Montagekosten fallen

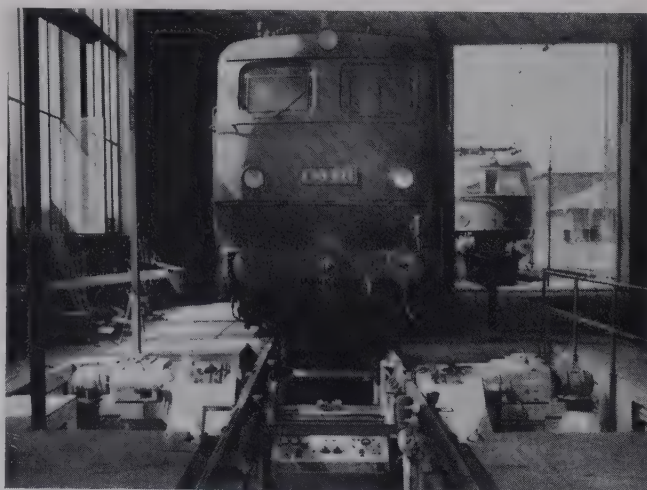


Bild 4. Unterflur-Radsatzbearbeitungsmaschine für Eisenbahn-radsätze. Rechts und links der Schiene die Unterflur-Drehmaschine, in der Mitte der Radsatzmeßbüsch.

bei dieser Radsatzdrehmaschine auch noch die Montagezeiten für den Ein- und Ausbau der Radsätze fort.

Zu den neuesten Werkzeugmaschinen, die in Hannover von verschiedenen Firmen angeboten wurden, gehört die Funkenerosionsmaschine. Diese ist eine Werkzeugmaschine hoher Genauigkeit und dient zur Feinbearbeitung von Werkzeugen aus gehärteten metallischen Werkstoffen und Hartmetallen. Besonders wird sie zum Bearbeiten von Ziehmatrizen, Schnitt- und Stanzwerkzeugen, Preß- und Schmiedegesenken, zum Einarbeiten von Gewinde in Hartmetall und gehärtetem Stahl, zum Herstellen von Löchern beliebiger Querschnittsformen und zum Entfernen abgebrochener Spiral- und Gewindebohrer verwendet. Die Abtragleistung beim Schrumpfen beträgt je nach Maschinengröße zwischen 250 und 2500 mm³/min. Die Herstellungstoleranz ist etwa $\pm 0,1$ mm. Die Oberflächengüte ist etwa 1 bis 2 µm beim Bearbeiten von Hartmetall und 3 bis 5 µm bei gehärtetem Stahl. Der notwendige Wechselstrom für den Funkenkreis wird von einem Schwingkreis-Generator erzeugt. Die Frequenz des Wechselstromes wird sowohl von den elektrischen Kenngrößen als auch vom Abstand der Elektrode zum Werkstück bestimmt. Die aus dem Netz entnommene Spannung wird hochtransformiert, gleichgerichtet und einem Kondensator zugeführt. Der bei der Entladung entstehende Funken wird für die Werkstoffabtragung verwendet. Das Werkstück wird unter einem flüssigen Dielektrikum — meist Petroleum — bearbeitet.

Für die Warmbehandlung von Stahl und Nichteisenmetallen, wie es für das Oberflächenhärten, Teilhärten, Warmverformen, Glühen und Hartlöten notwendig ist, eignen sich besonders gut die von einigen Firmen hergestellten Hochfrequenz-Härteanlagen. Gegenüber der Erwärmung in Flammenöfen erhält man hier kürzeste Erwärmungszeiten, genaue Begrenzung der zu erhitzenden Stellen, genaue Einhaltung der Härtetemperaturen und keine Zunderbildung. Infolge der sauberen und bequemen Wärmebehandlung können diese Öfen in den normalen Transportgang des Werkstückes eingereiht werden, so daß ein besonderer Transport in die oft abseits liegende Härtereie fortfällt. Gebaut werden diese Induktionsöfen für eine Hochfrequenz-Dauerleistung von 4 bis 100 kW bei Arbeitsfrequenzen von rd. 2,5 bis 0,5 MHz. Eine auswechselbare Induktionsspule läßt sich so ausbilden, daß sie in Form und Größe den Härte- oder Lötbedingungen des betreffenden Werkstückes angepaßt werden kann.

Bei einer neuentwickelten Werkzeugmaschine verwendet man als neues Prinzip der Bearbeitung den von den Kathodenstrahl-Oszillographenröhren bekannten Elektronenstrahl. Dieser erhitzt örtlich die bestrahlte Oberfläche des Werkstückes so stark, daß der Werkstoff an der betreffenden Stelle sofort schmilzt oder verbrennt. Mit einer Elektronenstrahl-Schweißmaschine können komplizierte Werkstücke mit hoher Arbeitsgeschwindigkeit zusammengeschweißt werden. Bei Blechen von 1 mm Dicke werden Schweißgeschwindigkeiten von etwa 2 m/min erreicht; selbst bei 10 mm dicken Blechen werden noch Arbeitsgeschwindigkeiten von 30 cm/min erzielt. Je nach Art des Werkstoffes ist es möglich, ohne Schwierigkeiten Werkstoffdicken bis zu 25 mm stumpf zusammenzuschweißen.

Mit einer Elektronenstrahl-Fräs- und Bohrmaschine lassen sich auch in härtesten Werkstoffen kleinste Löcher und Schlitze herstellen. Der kleinste noch herstellbare Lochdurchmesser bzw. die kleinste Schlitzbreite beträgt rd. 0,01 mm, was etwa dem doppelten Elektronenstrahldurchmesser entspricht¹⁾. Die Herstellung solcher feinsten Bohrungen und Schlitze ist nur dadurch möglich, daß Energiedichten von etwa 100 000 kW/cm² erreicht und verwendet werden. Diese Energie wird fast vollständig zum sofortigen Verdampfen des bestrahlten Werkstoffes verbraucht. Die Umgebung der bearbeiteten Stelle wird infolge der guten Wärmeleitfähigkeit des Metalles kaum warm.

1) Siehe auch Panzer, S., u. Steigerwald, K. H.: Der Elektronenstrahl als Werkzeug. In diesem Heft S. 925–932; Bild 11 und 12.

Werkzeuge

Zur Rationalisierung der Instandhaltung von Werkzeugen wurden u. a. Spiralbohrer-Schleifmaschinen vorgeführt, bei denen außer der Schleifscheibe für den eigentlichen Schleifvorgang auch noch ein optisches Projektionssystem eingebaut ist, mit dem die Bohrerschneidkanten auf eine Mattscheibe projiziert und somit kontrolliert werden können. Ferner zeigte ein Aussteller Hand- und Maschinensägeblätter aus Schnellstahl, die ohne weiteres während des Arbeitsvorganges gekantet, gekippt und verbogen werden konnten, ohne daß das gefährdete Ausbrechen der Zähne stattfand. An einem anderen Stand wurden Spiralbohrer vorgeführt, mit denen auf einer zur Bohrerachse schrägen Ebene Löcher von wenigen Millimeter Durchmesser ohne Abbrechen des Bohrers gebohrt wurden.

Unter der Bezeichnung „Wirbeln“ wurde auf der Ausstellung eine neue Bearbeitungsart von Werkstoffen gezeigt. Mit diesem Verfahren wurde ein trapezförmiges Gewinde — ähnlich wie bei einer Drehbankspindel — in einem Rundstahl mit entsprechendem Durchmesser hergestellt. Ein dem herzustellenden Profil angepaßter „Schlagzahn“ war an einem rotierenden Ring innen so angebracht, daß seine einen größeren Kreis beschreibende Schneidkante nach innen zeigte. Das zu bearbeitende Werkstück lag so exzentrisch im inneren Kreis, daß das rotierende Werkzeug bei jedem Umlauf einen Span entsprechend der gewünschten Gewindetiefe abnahm. Nach diesem Verfahren können z. B. Gewinde entsprechender Größe und Querschnitte hergestellt werden.

Während es bisher allgemein üblich war, daß der innere und äußere Kugellagering aus hochwertigem Sonderstahl hergestellt wurden, hat man jetzt bei Kugellagern kleiner Durchmesser, bei denen die statische und dynamische Belastung der Kugeln keine Rolle spielt, diese Ringe aus Hartgewebe gefertigt. Dadurch erreicht man einen ruhigen und geräuschlosen Lauf. Gleichzeitig ist damit das Schmierproblem gelöst.

An vielen Werkzeugmaschinen, die sowohl einzeln als auch in Gruppen arbeiteten, sah man in bezug auf die Bestrebungen der Rationalisierung und Automatisierung Beschickungseinrichtungen und selbsttätige Magazine sowohl für den Ausgangswerkstoff als auch für vorgearbeitete Teile und Montagekleinteile.

Während kleinere Teile über kurze Strecken mit Hilfe der Vibration transportiert werden, kann man für größere Teile über längere Strecken nur Transportbänder und besonders Greifereinrichtungen benutzen. Es wurde gezeigt, wie bei zwei zusammen arbeitenden Drehbänken vorgeschmiedete Teile, die mit einem Kettentransportband herangebracht wurden, zu der einen mit einem Greifer zur Aufnahmezange dieser Drehbank gebracht wurden. Gleichzeitig nahm eine zweite Zange das an mehreren Stellen bearbeitete Werkstück aus der ersten Zange und legte es auf das Transportband. Ehe dieses Werkstück mit Greifern zur zweiten Drehbank gebracht wurde, um fertig bearbeitet zu werden, drehte man es um die Längsachse. Für diesen ganzen Arbeitsprozeß war also außer einer Überwachung, die für mehrere Maschinen eingesetzt werden kann, nur noch eine Arbeitskraft für das Heranbringen der Rohlinge und den Abtransport der fertigen Werkstücke erforderlich.

Zusammenfassung

Nach einigen wirtschaftlichen statistischen Angaben aus dem Gebiet des Werkzeugmaschinenbaues wird auf das Problem der fehlenden Arbeitskräfte eingegangen. Die langen Lieferfristen sind nicht allein durch fehlendes Personal, sondern weit mehr durch die für die Rationalisierung und Automatisierung erforderlichen Sonderkonstruktionen im Werkzeugmaschinenbau verursacht. Die elektronische Steuerung, die in vielen Fällen den verlangten Arbeitsbedingungen angepaßt werden kann, beherrscht in immer stärkerem Maße bei gleichzeitiger Entlastung der menschlichen Arbeitskraft die Fertigung. Auch auf dem Gebiet der Zubehöerteile (Werkzeuge) waren Fortschritte festzustellen.

RUNDSCHAU

DK 621.317.333.6 : 621.315.62.015.93

Erfahrungen über die Isolationsminderung durch atmosphärische Verschmutzung. (Experiences concerning the deterioration of insulation due to atmospheric contamination.) Nach *Geszti, P. O.*, u. *Ignacz, P.*, u. *Ronkay, P.*: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 204; 24 S., 9 B., 6 Qu.

Im Mátra-Dampfkraftwerk in Ungarn ziehen infolge unzureichender Leistung der Flugaschefilter täglich etwa 200 t Flugasche aus den Schornsteinen ab (Zusammensetzung: 56 % Siliciumdioxid, 12 % Eisenoxid, 19 % Aluminiumoxid; Rest ist Kohlen, Kalziumoxid und Schwefeltrioxid). Diese körnigen Fremdschichten lagern sich auf den Isolatoren der 120-kV-Freiluft-Schaltstation ab und bilden in Verbindung mit leitfähigem Nebel Elektrolyte, die zu starker Isolationsminderung und Überschlüssen in der Anlage führen.

Die Abspann-Isolatorenketten (vier Stück VK5-Motorisolatoren) wurden um ein Glied verlängert. Die Stützisolatoren mit glatten Schirmen wurden durch solche mit Rippen unter den Schirmen ersetzt. Der geeignetste der neu entwickelten Stützer hatte einen Kriechweg von 3,3 cm je 1 kV Betriebsspannung.

Trotz verbesserter Isolation muß die Anlage zeitweise gereinigt werden. Beim Abspritzen unter Spannung mit fest eingebauter Einrichtung wird Wasser mit einem spezifischen Widerstand von etwa 1000 Ωcm bei einem Druck von 15 at verwendet. In den wenigen Tagen stärkster Isolationsminderung wird alle 12 oder 24 h gereinigt, während das früher alle 6 oder 8 h geschah. Nach Durchführung dieser Maßnahmen trat in den letzten 6 Jahren kein Fremdschichtüberschlag mehr auf.

Die Verschmutzung der Freiluft-Schaltstation des Borsod-Dampfkraftwerkes durch Flugasche ist demgegenüber gering. SO_2 -Gase des Kraftwerkes und spätere Luftverunreinigung mit NO_2 durch ein in der Nähe errichtetes chemisches Werk führten jedoch bei Nebel durch Bildung von Filmen hoher Leitfähigkeit auf den Isolatoren trotz häufigem Reinigen zu Überschlüssen. Erst das Aufstreichen von Silikonfett auf die Isolatoren führte zur Beruhigung des Betriebes. Versuchsergebnisse mit aufgebrauchtem Silikon waren unbefriedigend.

Die Isolationsverbesserung durch aufgestrichenes Silikonfett wurde im Laboratorium nachgewiesen. Der Isolator wird in die Nebelkammer mit einer säurehaltigen Lösung unter Verwendung von H_2SO_4 oder HNO_3 besprüht. Die Prüfspannung wird stufenweise bis zum Überschlag gesteigert. Der mit Silikonfett behandelte Isolator hatte über einen großen Bereich des spezifischen Widerstandes der zum Besprühen verwendeten Elektrolyte weit höhere Überschlussspannungen als der unbehandelte Isolator. Im Fremdschichtstrom des unbehandelten Isolators traten Spitzen in der Größe von 100 mA auf; solche Stromspitzen zeigten sich beim behandelten Isolator bis zum Überschlag nicht. Da beim Isolator mit Silikonfett bis zum Überschlag nur geringfügige Entladungen auftreten, wird die Silikonschicht kaum beschädigt; sie regeneriert sich vielmehr und behält ihre Wirksamkeit über lange Zeit bei.

Forrest stellte mit Stromstoßzählern im Betrieb ebenfalls fest, daß dem Überschlag gefetteter Isolatoren nur wenige Stromstöße vorausgehen. Auch der Bericht hat durch Registrierung des Fremdschichtstromes an Isolatoren mit Silikonfettung unter natürlichen Betriebsbedingungen in über einjähriger Versuchszeit ermittelt, daß nur wenige Stromstöße von unbedeutender Höhe auftraten, während vergleichsweise untersuchte Isolatoren ohne Silikonfettung schon seit einiger Zeit so hohe Fremdschichtströme führen, daß mit dem Überschlag zu rechnen ist. Wegen des Ausbleibens von Entladungen gibt es bei Silikonfettung leider keine sichtbare Warnung für den Grad der Verschmutzung.

Eine weitere Art der Isolationsminderung tritt auf den Freileitungen auf. In einem Zeitraum von 5 Jahren waren im starr geerdeten 100- und 120-kV-Netz 91,6 % aller Fehler einpolige Erdkurzschlüsse. Die selbsttätige Wiedereinschaltung war fast immer erfolgreich. Wenigstens 75 % dieser Fehler wurden durch Isolationsminderung verursacht. Die Fehler traten zu allen Jahreszeiten auf, hauptsächlich in der Morgendämmerung (39,2 %). Im Juli, August und

September häuften sich die Fehler. Bei dieser Fehlerart handelt es sich um die bekannten „Sonnenaufgangsüberschläge“.

Die Ausführungen der Verfasser über den Mechanismus des Fremdschichtüberschlages stimmen mit den bekannten Ansichten anderer Forscher überein (Trockenzonenbildung, ungleichmäßige Spannungsverteilung). Stromspitzen von 100 bis 200 mA sind als kritisch anzusehen. Zur Begrenzung des Fremdschichtstromes sollte der Kriechweg möglichst groß sein. Erhöhung der Schirmzahl und Anbringen von Rippen unter den Schirmen (Schutzraumwirkung, hoher Widerstand) tragen dazu bei, daß sich die Abschnitte guter und schlechter Leitfähigkeit möglichst gut verteilen und daß die Spannungsverteilung möglichst gleichmäßig bleibt. Die Selbstreinigung durch Wind und Regen wird hierdurch jedoch verschlechtert. Die Anwendung dieser Mittel hat eine optimale Grenze (Luftüberschläge). Eine möglichst gleichmäßige Spannungsverteilung wird auch durch Fetten der Isolatoroberfläche (Silikon) erzielt. Es bilden sich bei Feuchtigkeitseinwirkung nur voneinander getrennte Tropfen, und es entsteht kein zusammenhängender leitender Film (Vielfachfunkenstrecke).

Rev

DK 621.311.161.078/(485) (480)

Netzregelaufgaben im schwedisch-finnländischen Verbundnetz. (Réglage des réseaux électriques interconnectés suédois et finlandais.) Nach *Wedeen, A.*, u. *Voipio, E.*, u. *Johansson, K. E.*: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 311; 18 S., 18 B., 2 Qu.

Die Höchstspannungsnetze von Schweden und Finnland wurden im Jahre 1959 durch eine 220-kV-Leitung miteinander verbunden, damit bei klimatisch bedingten Unterschieden des Wasserkraftangebotes eine gewisse gegenseitige Hilfe möglich ist. Die Leitung ist für eine Austauschleistung von 100 bis 150 MW vorgesehen. Da die Stabilitätsgrenze aber schon bei 200 MW Übertragungsleistung liegt, war die Aufgabe der automatischen Regelung der Austauschleistung nicht einfach.

Die Schwingungen der Übergabeleistung, die bei Laststörungen auftreten, haben eine Periodendauer von 3 s und sind nach 3 bis 4 Perioden abgeklungen. Die Sachlage ist deshalb besonders interessant, weil in Schweden und in Finnland die Frequenzregelung dezentralisiert und den elektrohydraulischen Turbinenreglern [CIGRE-Ber. 1950, Nr. 315, und 1956, Nr. 309] der einzelnen Kraftwerke überlassen ist. Diese sind durch ihre hohe Präzision in der Lage, mit einer bleibenden P-Abweichung (Statik) von 0,4 bis 4 % stabil parallel zu arbeiten. Die Statik dieser Netze ist demgemäß gering, die Leistungszahl verhältnismäßig hoch: Schweden 4000 MW/Hz bei 8000 MVA laufender Generatorleistung; Finnland 600 MW/Hz bei 2000 MVA laufender Generatorleistung. Die Frequenzschwankungen liegen im ungestörten Betrieb bei ± 50 mHz; bei Abschaltversuchen war die vorübergehende Frequenzabweichung in rd. 30 s ausgeglichen.

Nach der Kupplung der Netze blieb das System der Frequenzregelung in Schweden unverändert; Finnland übernahm die Regelung der Übergabeleistung. In drei Kraftwerken am Oulujoki [ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 9, S. 341–344] mit einer Gesamtleistung von 200 MW wurde die Abweichung der Übergabeleistung vom Sollwert in den elektrischen Meßkreis der Turbinenregler eingeführt. In diesem ist außerdem die Frequenzabweichung vom Sollwert und die Abweichung der Maschinenleistung vom Lastverteilungsprogramm wirksam. Da die Leistung des regelnden Kraftwerkes mit auf den Regelkreis einwirkt, ergibt sich eine gewisse bleibende Regelabweichung sowohl in der Frequenz als auch in der Übergabeleistung. Diese Abweichung ist jedoch klein und stört im praktischen Betrieb nicht. Die Schwankungen der Übergabeleistung betragen etwa ± 3 MW. Um die Wirkung der automatischen Regelung auf die Regelorgane der Maschinen festzustellen, hat man Vergleichsversuche mit der Handregelung gemacht. Das Ergebnis war, daß die automatische Regelung stetiger arbeitet und weit weniger Überregelungen verursacht als die Handregelung, also die Maschinen besser schont.

Bl

DK 621.315.17(44)

Probleme beim Bau von Freileitungen. (Problems of overhead line construction.) Nach Caillez, H., u. Tilloy, A.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 233; 27 S., 14 B.

Die Entwicklung des Freileitungsbaues in Frankreich seit 1920 wird in diesem Bericht kurz geschildert. Die Wirtschaftlichkeit einer Leitung ist nach Ansicht der Verfasser beeinflusst durch die allgemeine Beschaffenheit der Landschaft, durch welche die Trasse verläuft, durch die Bevölkerungsdichte, durch die Eigenart des Geländes, seine Bebauung und die klimatischen Verhältnisse. Weiterhin wird sie beeinflusst durch die Höhe der Arbeitslöhne und Gehälter sowie schließlich durch gesetzliche und administrative Richtlinien u. a. m.

Folgende Einsparungen zeugen für den Fortschritt im Leitungsbau: 1932 wurden für eine 225-kV-Leitung, die mit drei Stahl-Aluminium-Seilen von 356 mm² Querschnitt verlegt wurde, 35 t Stahl und 72 m³ Beton je Kilometer benötigt. Seit 1953 brauchte man für den gleichen Zweck trotz Verwendung von Stahl-Aluminium-Seilen mit 411 mm² Querschnitt nur 16,6 t Stahl und 9,7 m³ Beton je Kilometer. Die Entwicklung wurde jedoch weiter vorangetrieben. Beispielsweise verminderte sich inzwischen die Windbelastung der Leiterseile von rd. 72 auf rd. 48 kg/m². Außerdem wurden die Abstände der Leiter von geerdeten Bauteilen vermindert und wirtschaftlichere Mastformen und Gründungsbauweisen entwickelt. Die Isolatorenketten wurden auf Grund eingehender Untersuchungen verkürzt und verschiedene Bauelemente verbessert. Für eine 225-kV-Leitung werden heute je Kilometer 9,1 t Stahl und 7,7 m³ Beton benötigt. Ähnlich verlief die Entwicklung beim 380-kV-Gestänge, das wahlweise für zwei 225-kV-Stromkreise verwendet werden kann.

Ferner wird auf die Verwendung von dünnwandigen Winkelprofilen und Rohren für Gittermaste sowie auf die Wahl abgespannter Mastkonstruktionen kurz hingewiesen. Dabei wird an Hand der Abbildungen bewiesen, daß die architektonische Wirkung der Maste nicht unberücksichtigt bleibt. Schließlich wird noch die wachsende Nachfrage nach verzinkten Mastkonstruktionen erwähnt. Nach einem Vergleich der elektrischen und mechanischen Vor- und Nachteile der Einzelseile und Bündelleiter wird auf die Seil-schwingungen und ihre Bekämpfung hingewiesen. Es wird angestrebt, die Seilspannung gegebenenfalls zu erhöhen.

Schließlich folgen Hinweise auf die Verwendung von Hubschraubern beim Bau von Hochspannungsfreileitungen in schwierigem Gelände. Allein 1959 wurden Hubschrauber mit einer Tragkraft von 200 bis 300 kg für folgende Zwecke eingesetzt: Seilauswechslung auf der 225-kV-Leitung Genissiat—Econe, Umstellung der 380-kV-Leitung Genissiat—Albertville, Herstellung der 150-kV-Leitung Genissiat—Saint-Jean. Für diese Bauarbeiten wurden 1330 t Beton, Metallkonstruktionen und Leiterwerkstoff, außerdem 5680 Arbeiter befordert. Das entsprach 1160 Flugstunden oder 9710 Flügen. Eine Übersicht über den Arbeitsaufwand in Stunden je Tonne Werkstoff schließt den Bericht. Ms

DK 621.315.66.027.3.002.73

Versuche in Polen mit vorgefertigten Pfählen als Fundamente für Hochspannungs-Freileitungsmaste. (Tests on the use, in Poland, for prefabricated piles as a standard foundation for the towers of high voltage overhead lines.) Nach Zmudzinski, Z.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 212; 20 S., 8 B., 4 Taf.

Der Verfasser geht davon aus, daß sich die Verwendung von vorgefertigten Betonpfählen für polnische Freileitungen bis 110 kV Betriebsspannung als wirtschaftlicher erwies als z. B. Gründungen aus Betonfertigteilen. Er beschreibt die Erfahrungen, die mit verschiedenen Methoden für das Eintreiben der Pfähle und bei Zugversuchen gewonnen wurden.

Die Pfähle wurden mit Schnellschlaghämmern mit elektrischem Antrieb oder Preßluftantrieb, außerdem mit zwei Explosionsrammgeräten versuchsweise eingetrieben. Die Gewichte der Rammgeräte betrugen 380 bis 1450 kg. Die Pfähle führte man beim Eintreiben durch einen festen Rahmen, um das spätere Ausrichten und Befestigen der Mastkonstruktion auf den Pfählen zu erleichtern. Zum Verbinden der Pfähle mit der Mastkonstruktion ist ein entsprechend stark bemessener Schraubenbolzen im Stahlbetonpfahl eingebunden, der mit der Fußplatte des Mastes verschraubt wird.

Die Ergebnisse der Zugversuche sind für eine Reihe von Pfählen mit Eingrabbtiefen zwischen 2,93 und 4,20 m an-

gegeben. Vergleiche mit rechnerischen Ergebnissen nach polnischen und russischen Bemessungsmethoden wurden für die betreffenden Bodenarten angestellt. Die besonderen Vorteile der beschriebenen Pfahlgründung sind nach Ansicht des Verfassers: Verminderung der Erdarbeiten, Verringerung des Beton- und Stahlbedarfs, Vereinfachung der Herstellung und Erleichterung des Transportes der vorgefertigten Bauteile zur Baustelle sowie Verkürzung der Arbeitszeit. Man will in Polen diese Art von Pfahlgründungen in Zukunft nicht nur für Leitungen bis 110 kV Betriebsspannung, sondern auch für Schaltanlagen verwenden. Ms

DK 621.315.145.056

Einige Probleme hinsichtlich der mechanischen Eigenschaften sowie Seilzugmethoden der Bündelleiter. (Some problems of mechanical characteristics and stringing methods of bundle conductors.) Nach Takei, I., u. Hayashi, K., u. Sato, Y.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 202; 19 S., 11 B., 1 Taf.

Der Bericht befaßt sich mit Seilzugarbeiten an der 275-kV-Leitung Nishi Tokyo der Tokyo Electric Power Corporation. Für den endgültigen Betrieb sind Zweierbündelleiter aus Stahl-Aluminium-Seilen mit einem Durchmesser von 22,4 mm (30 Aluminiumdrähte mit 3,2 mm Dmr. und 7 Stahldrähte mit 3,2 mm Dmr.) vorgesehen. Der Abstand der Teilleiter beträgt 400 mm. Als Isolierung werden 16 Kappenisolatoren mit dem Schirmdurchmesser von 254 mm verwendet. Für den augenblicklichen Betrieb mit 154 kV werden 9 solcher Kappenisolatoren benutzt.

Bei den Seilzugarbeiten wurde das Kriechen der neu zu den alten Teilleitern verlegten Einzelseile durch ein entsprechendes Vorspannen ausgeglichen. Beschädigungen an den Außenlagen der Seile wurden beim Seilzug sorgfältig vermieden, und zwar vor allem mit Rücksicht auf die daraus entstehenden Koronaerscheinungen. Um gleichmäßige Durchhänge der Teilleiter zu erhalten, mußte man die Seilspannung in den beiden Teilleitern genau gleich einstellen.

Beim Betrieb der Leitung wurde festgestellt, daß die Teilleiter der Bündelleiter weniger Eis ansetzen als Einzel-seile, die den Teilleitern entsprechen. Infolge von Stürmen und auch beeinflußt durch die Geländeverhältnisse schlug das Bündel manchmal um. Als Gegenmaßnahme wurden die Abstände der Feldabstandhalter in Richtung auf die Maste zu geringer gewählt als in der Mitte der Spannweite. Die Beanspruchung der Bündelleiter wurde auch in Kurzschlußversuchen untersucht. Es stellte sich heraus, daß die Leiterseile an den Klemmstellen unbeschädigt blieben und keine besonderen Schwierigkeiten auftraten.

Schließlich wurden noch Versuche mit verschiedenen Armaturen für Bündelleiter, z. B. mit Feldabstandhaltern in Verbindung mit Schwingungsschutzarmaturen, gemacht. Die Feldabstandhalter-Typen sind teilweise starr konstruiert, teilweise mit Gelenken versehen, teilweise flexibel in Form eines Ringes oder mit Zwischenstücken aus Seilstücken oder Spiralfedern. Ms

DK 621.314.6.013.8 : 621.313.322-81

Gleichrichterregung mit Trockengleichrichtern und Spannungsregelung eines 28-MVA-Turbogenerators für die Eigenbedarfsanlage eines großen Dampfkraftwerkes. (Excitation avec redresseur à semi-conducteurs et réglage de la tension dans un groupe de 28 MVA pour les services auxiliaires d'une grande centrale thermo-electrique.) Nach Pavesi, P., u. Simonetti, S.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 128; 30 S., 12 B., 5 Qu.

Der Generator dient zur Versorgung des Eigenbedarfs eines großen Dampfkraftwerkes. Die Erregungsanordnung besteht aus einer 400-Hz-Drehstrom-Haupterregemaschine mit nachgeschalteten Silizium-Gleichrichtern in Drehstrom-Brückenschaltung und einer Drehstrom-Hilfs-erregemaschine mit Dauermagnet-Polen, ebenfalls für 400 Hz. Der Transduktor-Spannungsregler greift im Feldkreis der Drehstrom-Haupterregemaschine ein.

Es werden Vorteile dieser neuartigen Regeleinrichtung und die für den Generator vorgesehene Betriebsweise erläutert. Oszillogramme lassen das sehr günstige Betriebsverhalten der Anordnung bei einigen für einen Hausgenerator charakteristischen Betriebszuständen (z. B. Rückumschaltung des Eigenbedarfs des 170-MVA-Generators auf den 28-MVA-Generator) erkennen. Ach

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21
 Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;
 Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;
 Postcheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Streichung des Abschnittes C „Nulleiter-Leitungen“ in VDE 0252 „Vorschriften für umhüllte Leitungen“

Gegen die in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 736 angekündigte Streichung des Abschnittes C (§§ 9 und 10) in VDE 0252 ist nur ein Einspruch eingegangen. Dieser wurde inzwischen von dem VDE-Arbeitsausschuß „Isolierte Starkstromleitungen“ unter Vorsitz von Dipl.-Ing. Th. Wasserburger ordnungsgemäß behandelt. Der Vorstand des VDE hat hierauf im November 1960 die Veröffentlichung einer neuen Ausgabe von VDE 0252 genehmigt, in welcher der Abschnitt C nicht mehr enthalten ist. Diese Ausgabe gilt ab 1. Januar 1961 und erhält die Bezeichnung VDE 0252/1. 61. Die bisherige Fassung VDE 0252/4. 57 gilt daneben noch bis zum 31. Dezember 1961.

Einzeldrucke der Neufassung können unter der Bezeichnung VDE 0252/1. 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,60 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
 Der Generalsekretär
 Lauster

Inkraftsetzung von VDE 0470/1. 61 „Regeln für Prüfgeräte und Prüfverfahren“

Gegen den in ETZ-A Bd. 72 (1951) S. 704 angekündigten Entwurf von VDE 0470 sind einige Einsprüche eingegangen. Von der Kommission 0470, unter Vorsitz von Dr.-Ing. H. Walther und unter Mitwirkung aller betroffenen Kommissionen, wurden diese ordnungsgemäß behandelt.

Die so entstandene Schlußfassung dieser Bestimmungen hat der Vorstand des VDE im Dezember 1960 genehmigt und zum 1. Januar 1961 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke dieser Regeln können unter der Bezeichnung VDE 0470/1. 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 3,— DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
 Der Generalsekretär
 Lauster

Verlängerung der Geltungsdauer von VDE 0720/12. 53 „Vorschriften für Elektrowärmegegeräte“

Die VDE-Kommission 0720 „Elektrowärmegegeräte“ hat unter Vorsitz von Dr.-Ing. H. Walther beschlossen, die Geltungsdauer der früheren Vorschriften für Elektrowärmegegeräte, VDE 0720/12. 53 — ausschließlich in ihrer Gültigkeit für Elektrowärmegegeräte mit Elektroden — bis zum 30. September 1961 zu verlängern.

Für alle übrigen Elektrowärmegegeräte gelten ab 1. Januar 1961, wie vorgesehen, VDE 0720/9. 57 „Vorschriften für Elektrowärmegegeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke“.

Der Vorstand des VDE hat dieser Terminänderung im November 1960 zugestimmt.

Verband Deutscher Elektrotechniker
 Der Generalsekretär
 Lauster

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0370 „Vorschriften für Transformatoren-, Wandler- und Schalteröle“,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 24, S. 865,
 Einspruchsfrist bis 15. Januar 1961.

VERANSTALTUNGSKALENDER

Hagen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Hagen, Frankfurter Str. 89.
 20. 12. 1960, 18.00, Elektromark, Vortragssaal: „Das technische Ausbildungswesen in der Sowjetunion“, Prof. Dr.-Ing. W. Niens, Berlin.

BEKANNTMACHUNGEN

Deutsche Gesellschaft für Vakuumtechnik e. V. gegründet

Zur Förderung der technisch-wissenschaftlichen Arbeit auf dem Gebiet der Vakuumtechnik, das in seinen Anwendungen in steigendem Maße sehr heterogene Gebiete der Technik umfaßt, ist am 30. 9. 1960 in Frankfurt a. M. die „Deutsche Gesellschaft für Vakuumtechnik e. V.“ (DGV) als technisch-wissenschaftlicher Verein gegründet worden.

Aufgabe der DGV soll es vornehmlich sein, durch Veranstaltungen von Fachtagungen und durch andere geeignete Arbeitsmittel die Erkenntnisse der Forschung auf dem Gebiet der Vakuumtechnik im In- und Ausland ihren Mitgliedern zugänglich zu machen sowie bei internationalen Tagungen und in internationalen Organisationen die Vakuumtechnik zu vertreten. Der Beitritt steht allen auf diesem Gebiet interessierten unabhängig von ihrer Fachrichtung offen. Auskunft erteilt die Geschäftsstelle der DGV, Frankfurt a. M., Georg-Speyer-Str. 63.

7. Symposium on Reliability and Quality Control in Philadelphia

Vom 9. bis 11. Januar 1961 findet in Philadelphia, USA, im Bellevue-Stratford-Hotel, das 7. Symposium on Reliability and Quality Control statt.

Diese Diskussionstagungen über Zuverlässigkeit und Qualitätskontrolle für elektronische Bauteile und Systeme bieten die Möglichkeit, die neuesten Erkenntnisse, aber auch die noch zu lösenden Probleme der Zuverlässigkeit auf dem Gebiet der elektronischen Technik in einer großen Anzahl von Vorträgen ausführlich darzustellen, die von Mitarbeitern namhafter Institute, Arbeitskreisen und Industriefirmen gehalten werden. Weitere Auskünfte erteilt Dipl.-Ing. Siegfried Schwartz, Valvo GmbH, Radioröhren- und Halbleiterfabrik, Hamburg-Lokstedt, Stresemannallee 101.

PERSÖNLICHES

H. Hausrath †. — Am 18. 10. 1960 verschied im 85. Lebensjahr Dr. Herbert Hausrath, a. o. Professor i. R. der Technischen Hochschule Karlsruhe.

Der in Heidelberg als Sohn einer badischen Gelehrtenfamilie Geborene war ursprünglich ein Schüler von Nernst; seine gründlichen Kenntnisse auf dem Gebiet der physikalischen Chemie haben seine späteren Arbeiten maßgeblich beeinflusst. Im Jahre 1902 wurde er Assistent am Elektrotechnischen Institut der Technischen Hochschule Karlsruhe. Damit wandte er sich den Problemen der elektrischen Meßtechnik zu, erweiterte jedoch sehr bald seinen Arbeits- und Interessenkreis auf das gerade erst im Entstehen begriffene Gebiet der Schwachstromtechnik. Im Jahre 1907 habilitierte er sich, 1912 erhielt er die Amtsbezeichnung a. o. Professor. Als im Jahre 1921 die Technische Hochschule Karlsruhe mit einer neuen Studien- und Prüfungsordnung neben der Starkstromtechnik die Schwachstromtechnik und die Lichttechnik als selbständige Studienrichtungen der Elektrotechnik einrichtete, wurde Hausrath die Betreuung der Schwachstromtechnik übertragen, einige Jahre später wurde er zum Leiter der Abteilung für Schwachstromtechnik ernannt. Daß damals die eben erst eingerichtete Studienrichtung Schwachstromtechnik sich eines so lebhaften Zustromes erfreute, lag wesentlich an der schöpferischen Persönlichkeit Hausraths. Im Jahre 1940 wurde Hausrath durch eine Verfügung des Reichserziehungsministeriums entlassen.

In den wissenschaftlich-technischen Leistungen Hausraths zeigt sich weniger ein Perfektionieren eines ein für alle Mal gewählten Sondergebietes und mehr ein schöpferischer Verstand, der auf mehr als einem Gebiet die Probleme scharf erkennt und selbständig löst. Nur das wichtigste kann hier genannt werden: Im Jahre 1905 gab Hausrath für die Messung kleinster Gleichspannungen das Prinzip, die Schaltung und die Konstruktion eines thermokraftfreien, niedrigohmigen Kompensators mit fast konstantem Schließungswiderstand an. In seiner Habilitationsschrift sprach er einen grundlegenden Gedanken der Vierpoltheorie aus, ohne daß seine Bedeutung damals erkannt wurde. Erst etwa 30 Jahre später hat dann R. Feldtkeller die Vierpoltheorie geschaffen und zur Vollendung geführt. Im ersten Weltkrieg erfand und entwickelte Hausrath den Kupferoxydul-Gleichrichter im wesentlichen in der Form, in der er mehrere Jahre nach dem Krieg durch eine unabhängige Entwicklung und Patenterteilung in den Vereinigten Staaten bekannt wurde. Ferner erfand und entwickelte er in jenen Jahren ein Verfahren zur Herstellung von (nach damaligen Begriffen) äußerst dünnen Metallfolien. Waren diese aus zwei verschiedenen Metallen hergestellt,

so konnten sie unmittelbar zum Bau thermoelektrischer Strahlungsempfänger benutzt werden. Aus Spezialeisen in einer Dicke von 10^{-3} mm waren sie ein damals bemerkenswertes Hilfsmittel zum Bau von Hochfrequenz-Eisenkernen. Der erste Münchener Rundfunksender, ein Lorenz-Maschinensender, war mit Hochfrequenztransformatoren mit Hausrathschschen Folienkernen gebaut. Auf dem Gebiet der elektromagnetischen Arbeitsgeräte gelang es ihm zunächst, die bekannten Mängel des Klappankerrelais, das ein unentbehrliches und millionenfach eingesetztes Hilfsmittel der Fernmelde-technik ist, durch konstruktive Maßnahmen entscheidend zu verbessern. Als Wälzankerrelais fand die Konstruktion Eingang in die Technik. Weitere Konstruktionen mit schwingendem, sich auf Leitkurven abwälzendem Anker erwiesen sich als geeignet als kleine elektromagnetische Antriebe und sind dort den Kleinmotoren überlegen, wo nicht eine drehende, sondern eine schiebende oder schwingende Bewegung gefordert wird. Auf diesem Gebiete arbeitete er in ungetrübter Schaffensfreude bis in seine allerletzten Lebensjahre weiter.

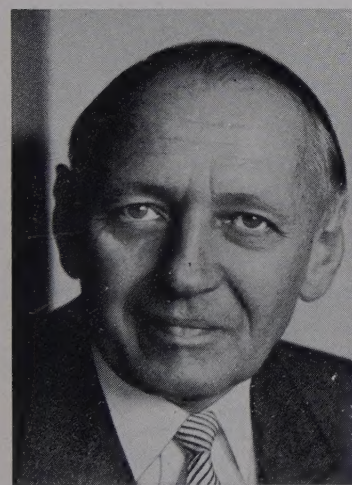
J. Fischer

H. Schlichte f. — Am 7. Oktober 1960 ist Fabrikdirektor *Hermann Schlichte*, langjähriges kaufmännisches Vorstandsmitglied der Himmelswerk AG, Tübingen Württemberg, im Alter von 63 Jahren an den Folgen eines Herzinfarktes unerwartet aus dem Leben geschieden.

Der Verstorbene gehörte seit 1930 dem Werk an und wurde 1932 in den Vorstand berufen. Verdienstvoll war auch sein Wirken als Mitglied des Beirates der Fachabteilung I (Elektromaschinen) sowie als Angehöriger des Finanz- und Steuerausschusses des ZVEI sowie als stellvertretender Vorsitzender der Gesellschaft für angewandte Wirtschaftsforschung.

fi

S. Jung. — Am 17. November 1960 feierte Dipl.-Ing. *Siegfried Jung*, Wuppertal, seinen 65. Geburtstag. Als geschäftsführender Gesellschafter der Firma Metzner & Jung steht er seit Jahrzehnten in der deutschen Elektroindustrie an hervorragender Stelle.



Nach vollendetem Studium in Karlsruhe 1918—1921 und mehrjähriger Prüffeldtätigkeit in Berliner und westdeutschen Elektrofirmen begann *Jung* mit seinem Freund und Kameraden *E. Metzner* mit der Herstellung elektrisch-automatischer Schaltgeräte. Fortschrittliche Konstruktionen und neuzeitliche Fertigungsverfahren bildeten die Grundlage für eine weltweite Ausdehnung des Betriebes und geben Zeugnis für das technische Können und den Unternehmungsgeist des Jubilars.

S. Jung ist neben seiner verantwortlichen Tätigkeit in seinem eigenen Unternehmen u. a. seit mehr als zwei Jahrzehnten in zahlreichen

Technischen Ausschüssen und Arbeitsgruppen der elektrotechnischen Industrie tätig. Als Vertreter der Schaltgeräteindustrie gehört er zahlreichen VDE-Ausschüssen und Arbeitsgruppen an und ist maßgebend beteiligt an der Ausarbeitung vieler wichtiger Regeln und Vorschriften.

fi

S. Loewe. — Seinen 75. Geburtstag beging am 6. November 1960 in Yonkers bei New York (USA) Dr. *Siegfried Loewe*, der Gründer und Inhaber der Loewe Opta AG, Berlin, Kronach und Düsseldorf. Der Jubilar entstammt einer alten Gelehrtenfamilie. Nach vorbereitendem Studium unter Prof. *Slaby* an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg trat er 1905 als Ingenieur bei der kurz zuvor gegründeten Firma Telefunken ein. Er wurde bald die rechte Hand des Grafen *Arco* und blieb bis zum Jahre 1915 bei Telefunken, unterbrochen nur durch seine mit Unterstützung Telefunkens durchgeführte Doktorarbeit und Promotion 1912 bei Prof. *Wien* in Jena, wo die Hochfrequenztechnik ihre wissenschaftliche Heimstätte gefunden hatte. 1915 übernahm er die technische Leitung der E. F. Huth GmbH Berlin, die unter seiner Führung zu einem der bedeutendsten Unternehmungen der jungen Funktechnik wurde. 1919 gründete er ein eigenes Laboratorium, in dem besonders Probleme der Radiotelephonie, der Verstärkerröhren und des sprechenden Films experimentell erforscht wurden. Hier arbeitete 1921 für einige Zeit auch der weltbekannte Erfinder der Audionröhre, der

Amerikaner Dr. *Lee de Forest*, den man in den Staaten den „Vater des Rundfunks“ nennt.

Um für seine vielen Erfindungen eine wirtschaftliche Verwertung zu schaffen, gründete *Loewe* eine Anzahl von Firmen, aus denen später schließlich die Loewe Opta AG hervorgegangen ist. Alljährlich zur Funkausstellung brachte sie richtunggebende Neuerungen auf den Markt, von denen viele auf seine Erfindungen zurückgingen.

Der Jubilar kann an seinem Ehrentag auf ein erfülltes Leben zurückblicken, das ihm in selten hohem Maße Ehre, Anerkennung und wirtschaftlichen Erfolg gebracht hat.

fi

R. Schmidt. — Oberregierungsrat a. D. Dr. phil. *Rudolf Schmidt* vollendete am 24. November 1960 sein 80. Lebensjahr. Geboren in Stendal, widmete er sich dem Studium der Physik zunächst an der Universität Freiburg und später in Halle, wo er bei *Dorn* promovierte. Nach Abschluß seines Studiums trat er 1906 in die damalige Physikalisch-Technische Reichsanstalt ein, wo er unter der Präsidentschaft von *Warburg*, *Nernst*, *Paschen* und *Stark* bis zum Jahre 1937 tätig war. Hier kam er mit zahlreichen namhaften Wissenschaftlern und Pionieren der Meßtechnik zusammen, von denen nur *Jaeger*, *Diebelhorst*, *Feußner* und *Scherer* genannt seien. Mit letztgenanntem verbanden ihn nicht nur die Interessen gemeinsamer Arbeit, aus der z. B. das Schleifen- und das Nadel-Vibrationsgalvanometer hervorgingen, sondern darüber hinaus eine langjährige Freundschaft, die erst mit dem kürzlichen Ableben des von ihm hochgeschätzten Freundes ihr Ende nahm. Als Leiter des Gleich- und Wechselstrom-Laboratoriums hat sich Dr. *Schmidt* in der PTR große Verdienste erworben. Seine damaligen Arbeiten fanden ihren Niederschlag in dem von ihm verfaßten Abschnitt über die auf elektrodynamischem Prinzip beruhenden Meßinstrumente im Handbuch für Physik von *Geiger* und *Scheel*. Seine besondere Fürsorge aber galt dem Referat für das Prüfamtswesen und dem Ausbau und der Organisation der elektrischen Prüfmäße, für die er u. a. auch den nach ihm benannten Stufenkompensator schuf.

Nach seinem Ausscheiden aus der PTR war Dr. *Schmidt* als wissenschaftlicher Mitarbeiter auf dem Gebiet der Meßtechnik tätig, zuletzt in der AEG, in der er nach dem Wiederaufbau von 1949 an die Entwicklung elektrischer Präzisions-Meßinstrumente und -Meßgeräte leitete. Von seinen zahlreichen Arbeiten aus dieser Zeit ist vor allem das Dreheisen-Lichtmarkeninstrument zu nennen, mit dem es zum ersten Mal in der Geschichte des Meßinstrumentenbaues gelang, für Dreheiseninstrumente mit übereinstimmender Anzeige bei Gleich- und Wechselstrom die Genauigkeit der Klasse 0,1 zu erreichen.

In der Meßgeräte-Kommission des VDE führte Dr. *Schmidt* vier Jahrzehnte lang von der Gründung bis zum Jahre 1960 (mit nur einer kurzen Unterbrechung) den Vorsitz und hatte daher maßgeblichen Anteil an der Aufstellung der „Regeln für Meßgeräte“, VDE 0410. Außerdem wirkte er im Auftrage des Deutschen Komitees der Internationalen Elektrotechnischen Kommission bei der Ausarbeitung der internationalen Regeln mit.

Nach einer von Erfolgen und Anerkennungen reich gesegneten Schaffenszeit zog sich Dr. *Schmidt* in diesem Jahr von allen seinen Ämtern zurück in den wohlverdienten Ruhestand. In der Zeit des Zusammenbruchs sind ihm schwere Schicksalsschläge nicht erspart geblieben, dafür aber ward ihm das seltene Glück zuteil, bis zuletzt in Gesundheit und bewundernswerter Rüstigkeit seinen beruflichen Arbeiten und freiwillig übernommenen Pflichten nachgehen zu können. Alle, die ihn als hilfsbereiten, besonnenen Ratgeber, als Wissenschaftler und als Freund schöner Künste kennen- und schätzenlernen durften, wünschen ihm zu seinem Ehrentag noch viele schöne, geruhsame Jahre bei bester Gesundheit.

A. Ebingen

JUBILÄUM

R. Weigel. — Am 2. November 1960 konnte *Robert Weigel*, Leiter der Röhrenfertigung im Röntgenwerk Fuhlsbüttel der C. H. F. Müller GmbH, auf eine 40-jährige Firmenzugehörigkeit zurückblicken. Mit 15 Jahren trat *Weigel* als Werkzeugmacher-Lehrling bei der Firma Röntgenmüller ein und übernahm bereits wenige Jahre nach Abschluß seiner Ausbildung als Werkzeugmacher die gesamte Werkstattkontrolle. Nach Übersiedlung des Röntgenwerkes von Hamburg-Hammerbrook nach Hamburg-Fuhlsbüttel war *Robert Weigel* als Meister in der Dreherei, Stanzeri und Presserei tätig. Später wechselte er in die Röntgenröhren-Fertigung über, deren verantwortliche Leitung der Jubilar seit nunmehr zwölf Jahren innehat.

fi

BÜCHER

DK 517.001.92 : 37

Die Grundlehren der mathematischen Wissenschaften in Einzeldarstellungen mit besonderer Berücksichtigung der Anwendungsgebiete. Bd. 60: The numerical treatment of differential equations. Von L. Collatz. 3. Aufl. Mit 583 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15,5 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1959. Preis Ganzl. 98,— DM.

Die vorliegende englische Ausgabe des bekannten Standardwerkes über die numerische Behandlung von Differentialgleichungen stellt eine von P. G. Williams von der Mathematics Division des National Physical Laboratory Teddington, England, besorgte Übersetzung der zweiten deutschen Ausgabe aus dem Jahre 1950 dar. Sie enthält gegenüber dieser Ausgabe eine größere Zahl von kleineren Ergänzungen und Verbesserungen sowie zahlreiche numerisch bearbeitete Beispiele und eine Vermehrung des Schrifttumsverzeichnisses. Im übrigen ist der Inhalt im wesentlichen unverändert übernommen. Er behandelt vor allem die wichtigsten numerischen Näherungsverfahren und ihre Theorie, sowie Methoden zur Abschätzung von Fehlern der Näherungs-Lösungen:

Kapitel 1 enthält mathematische Vorbemerkungen und einige allgemeine Prinzipien, Kapitel 2 Anfangswertaufgaben bei gewöhnlichen Differentialgleichungen; vor allem das Runge-Kutta-Verfahren für Differentialgleichungen n -ter Ordnung, sowie das Differenzen-Schema-Verfahren für Differentialgleichungen erster und zweiter Ordnung. Kapitel 3 bringt Randwertaufgaben bei gewöhnlichen Differentialgleichungen; das gewöhnliche und verbesserte Verfahren, sowie einige allgemeine Verfahren, wie die Kollokation, schrittweise Näherung, das Ritzsche Verfahren bei Randwertaufgaben zweiter und höherer Ordnung, Lösung durch Reihen, sowie einige besondere Verfahren für Eigenwertprobleme. Kapitel 4 behandelt Anfangs- und Anfangsrandwertprobleme bei partiellen Differentialgleichungen, insbesondere das Differenzen-Verfahren und das Charakteristikenverfahren für eine und für zwei Differentialgleichungen erster Ordnung. Kapitel 5 enthält Randwertprobleme bei partiellen Differentialgleichungen, unter anderem das Differenzenverfahren, sowie das Verfahren von Ritz und Trefftz. Kapitel 6 bringt Integral- und Funktionalgleichungen, und zwar allgemeine Methoden, sowie einige besondere Verfahren für Integralgleichungen Fredhomscher und Volterrascher Art. Schließlich werden einige Typen von Funktional-Gleichungen behandelt.

Im Anhang finden sich Zusammenstellungen der wichtigsten Formeln für die Integration gewöhnlicher und partieller Differentialgleichungen sowie ein Katalog der behandelten Beispiele.

Es ist zu begrüßen, daß dieses grundlegende Werk durch die englische Ausgabe noch weiteren Leserkreisen als bisher zugänglich gemacht wird. Druck und Ausstattung des Buches sind, wie stets in der „Gelben Sammlung“, ausgezeichnet.

J. Heinhold

DK 621.791.75(02)

Technische Physik in Einzeldarstellungen. Bd. 13: Die Technische Physik der Lichtbogenschweißung einschließlich der Schweißmittel. Von W. M. Conn. Mit 398 S., 231 B., 62 Taf., Format 16,5 × 24 cm. Hrsg. W. Meißner. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg und Verlag J. F. Bergmann, München 1959. Preis Ganzl. 58,— DM.

Obwohl die Lichtbogenschweißung im Kessel- und Behälterbau, im Stahlbau und bei der Fertigung von Schiffen zu den wichtigsten Verbindungsverfahren gehört und auf vielen anderen Gebieten von Jahr zu Jahr größere Bedeutung gewinnt, gibt es noch heute viele Erscheinungen, die theoretisch nicht restlos geklärt sind. Dazu gehören die Vorgänge im Lichtbogen. Der Verfasser des vorliegenden Buches hat es sich zur Aufgabe gemacht, alle ihm erreichbaren Ergebnisse von Untersuchungen über den Schweißlichtbogen in Luft, in Gasen und unter Pulver zusammenzustellen, und hat sie durch Erkenntnisse aus eigenen Versuchen ergänzt.

Nach einem kurzen geschichtlichen Rückblick beschreibt er die Grundlagen der Lichtbogenschweißung. In diesem größten der drei Hauptabschnitte findet der Leser die Darstellung der verschiedenen Wärmequellen mit dem Unterabschnitt „Lichtbogenphysik“. Unter Verzicht auf schwierige Formeln ist das Wichtigste über Zündung, Verlöschen, Temperatur und Charakteristik des Lichtbogens, sein Leitvermögen, seine Ausbildungsform und Stabilität gesagt. „Kräfte und Werkstoffübergang bei der Lichtbogenschweißung“ heißt der nächste Abschnitt, der unter anderem das Wesentlichste über die Blaswirkung, die Kraterbildung, die Plasmaströmung, den Pincheffekt und den Werkstoffübergang in Luft, unter Schutzgas und unter Pulver enthält. Im letzten Hauptabschnitt findet man einige ausgewählte Kapitel aus der Technik des Lichtbogenschweißens. Das sehr umfangreiche Namen- und Schrifttums-Verzeichnis am Ende des Buches umfaßt einen großen Teil des schweißtechnischen Schrifttums der letzten 10 bis 15 Jahre und ist allein schon eine wertvolle Fundgrube. Das zehnteilige Sachverzeichnis erleichtert das Zurechtfinden in den mehr als 300 Unterabschnitten des Werkes.

Obwohl der Verfasser immer wieder auf die theoretische Physik zurückgreifen muß, geht an keiner Stelle die Verbindung mit der Praxis verloren. So wird nicht nur der Physiker, sondern auch der Schweißpraktiker, der viele wertvolle Anregungen findet, das Buch mit Interesse und großem Gewinn lesen.

H. Schmidt

DK 621.396.67.001.11VDE

Erläuterungen zu den Bestimmungen für Antennenanlagen. VDE 0855 Teil 1/9. 59 Errichtungsvorschriften. Von A. KneiBl. H. 6 der VDE-Schriftenreihe. Mit 20 S., Format 14,5 cm × 21 cm. VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 1960. Preis brosch. 2,— DM.

Der Verfasser, Vorsitzender der VDE-Kommission, welche die obige Vorschrift erarbeitete, hat die wesentlichen Gedankengänge zu den einzelnen Abschnitten im Grundsätzlichen noch einmal zusammenfassend dargelegt. Die technischen Erläuterungen zu den einzelnen Paragraphen der Vorschrift geben, vor allem dem Installateur, wertvolle Hinweise für den Aufbau, insbesondere von Gemeinschafts-Antennenanlagen.

Die ausführlichen Erläuterungen zu den mechanischen Festigkeitsvorschriften beziehen sich vor allem auf das begrenzte Gebiet von nicht abgespannten Antennenträgern bis 10 m Gesamthöhe. Darüber hinaus gelten andere, besondere Berechnungsverfahren.

Die Erläuterungen zur elektrischen Sicherheit weisen auf die Schutzwirkung von vorschriftsmäßig geerdeten Antennenanlagen für das Gebäude und die Anlage hin. § 7 a 2 der Vorschrift gilt auch für Empfangsantennen mit nichtmetallischem Antennenträger. Die Erläuterung zu Kreuzungen von Antennenanlagen mit anderen metallischen Leitungen ist auf die wichtigsten praktischen Fälle begrenzt.

Die Erläuterungen zu den Betriebsvorschriften sind auf allgemeine Gesichtspunkte, die vornehmlich für Sende-Anlagen gelten, abgestellt.

H. Berger

DK 621.317.333.8=2

Impulse-voltage testing. Von W. G. Hawley. Mit 198 S., zahlr. B. und Taf., Format 14 cm × 22,5 cm. Verlag Chapman & Hall Ltd., London 1959. Preis 32 sh.

In dem Werk, das in der von H. P. Young herausgegebenen Reihe „A series of monographs on electrical engineering“ erschien, werden die Grundlagen der Erzeugung und Verwendung von Stoßspannungen in gedrängter Form beschrieben. Der Verfasser, Chief Engineer der Cables Division, Siemens Edison Swan Ltd., beschreibt zunächst nach kurzen Ausführungen über Blitzspannungen, Isolationskoordination und Berechnung von Stoßschaltungselementen einige Ausführungsformen von Stoßgeneratoren. Dann wird auf die Stoßspannungs-Meßtechnik unter Verwendung von Funkenstrecken sowie Spannungsteilern in Verbindung mit Oszillographen eingegangen. Den Verzögerungskabeln ist ein eigenes Kapitel gewidmet. Ausführlich wird die Durchführung von Versuchen und Prüfungen mit Stoßspannungen im Laboratorium und Prüffeld an verschiedenen Prüfobjekten, insbesondere an Kabeln und Kondensatoren, behandelt. Den Abschluß des Buches bilden mehrere Zahlentafeln mit Werten, die in der Stoßspannungstechnik laufend gebraucht werden.

Das von einem erfahrenen Fachmann klar und leicht verständlich geschriebene Buch ist das einzige Werk über die praktische Stoßspannungstechnik in englischer Sprache. Es wird den Studenten und Prüffeldingenieuren ein gutes Lehrbuch und Nachschlagewerk sein.

G. Helmchen

BERICHTIGUNGEN

Meßmethode zur Ionisations-Verlustmessung und Messung des zeitlichen Ablaufs von Entladungsimpulsen bei Wechselspannung

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 4, S. 127—129, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 128: In Bild 1 darf der Nullindikator nicht zwischen Verstärker und Erdpunkt, sondern muß am Ausgang des Verstärkers liegen. Er kann dabei einseitig geerdet sein.

S. 128, rechte Spalte, 3. und 4. Zeile, muß richtig lauten: ... die aus dem Gesamtverlustfaktor berechneten ...

Die getrennte Messung der Glimmentladungsverluste in einem inhomogenen Isolierstoff

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 4, S. 129—132, veröffentlichten Aufsatz ist folgende Berichtigung nachzutragen:

S. 132, Bild 9, muß es in der Bildunterschrift richtig lauten:

- 1 mit Galvanometer gemessen
- 2 mit Oszillographen gemessen

Bedeutung und Kennzeichnung der Erregungsgeschwindigkeit von Erregeranordnungen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 7, S. 246—262 veröffentlichten Aufsatz ist folgendes zu berichtigen:

S. 248, linke Spalte, vorletzter Absatz, 4. Zeile von oben muß richtig heißen: ..., wirkt also wie eine Verkleinerung ...

S. 248, rechte Spalte, 8. Zeile von oben muß lauten: ... wie die weiter oben für die Schenkelpolmaschine angegebene, nur daß an Stelle ...

S. 250, Tafel zu Bild 3, rechter Kolumnentitel muß richtig heißen: Endwerte von E.

S. 250, Bild 3a; die Tangente der Zeitkonstante $T_{e(1)} = 0,42$ s muß statt durch die Koordinaten 2,1/0,42 s durch die berichtigten Koordinaten 2,2/0,42 s gehen. Sie liegt somit steiler.

S. 250, Legende zu Bild 3. Im Klammerausdruck muß es nur heißen: $T_{dL} = 1$ s.

S. 252, die Bildunterschrift zu Bild 5c muß richtig lauten: ... bei auf P/P_K ...

S. 252, Bild 6b. Bei der dritten Kurve muß die obere Pfeilspitze beim Spannungsverhältnis $U'_1/U_{1N} = 0,78$ entsprechend diesem Wert höher gezogen werden.

S. 252, Legende zu Bild 6c. Die Wörter „mit Fehlreaktanz“ sind zu streichen.

S. 252, rechte Spalte, 10. Zeile von oben muß richtig lauten: ... erhöhten Wirklaststoß.

S. 254, rechte Spalte, zweiter Absatz von oben, ab 10. Zeile von oben muß lauten: ... usw.) aus dem Übergangsvorgang bestimmt, der sich, ausgehend von den Bedingungen des Nennbetriebes für die Synchronmaschine, durch Einschalten der Bedingungen, die einem plötzlichen und dauernden Spannungsfall an den Maschinenklemmen entsprechen, ergibt.

S. 255, Spalte links, vorletzter Absatz, 2. Zeile von oben: Die Wörter „Vorschriften und“ sind zu streichen.

S. 255, rechte Spalte, Legende zu Bild 7. Die Zeile ($a_1 = 1,26 \text{ s}^{-1}$; $a_2 = 1,10 \text{ s}^{-1}$) ist zu streichen und der Zahlenwert für a_1 in 1,18 zu ändern.

S. 256, rechte Spalte, letzter Absatz, 8. Zeile von unten muß richtig beginnen ... im Auslieferungszustand ...

S. 257, rechte Spalte, Anfang der 2. Zeile von oben muß richtig heißen: ... $T_{d0} \approx 1,25$ s.

S. 259, Bild 13. Der Maßpfeil für die Strecke U/x_d muß nach links bis unter den Punkt A verlängert werden.

S. 260, linke Spalte, 2. Absatz, 10. Zeile von oben muß richtig lauten: ... Regelgeschwindigkeit geregelte Maschine ...

S. 260, Bild 14, Legende zu 2 muß lauten:

2 Kennlinie für $E_d/x_d = \text{const.}$

S. 260, rechte Spalte, 6. Zeile von oben, muß richtig heißen: ... durch die Übergangs- (Transient-) Reaktanzen ...

S. 260, Bild 15. Auf der rechten Seite muß der Zeiger I_N berichtigt werden in U_{1N} . In der Legende muß es richtig lauten: 2 Stabilitätsgrenze für $E = k_2$.

S. 261, rechte Spalte, letzter Absatz, 1. und 2. Zeile muß richtig lauten: Bestehende Regeln und Vorschläge für die Begriffsbestimmung und Messung (Nachweis) ...

Magnetische Felder in der Umgebung von Leistungsmasten

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 8, S. 311, linke Spalte unten, veröffentlichten Referat muß es in der Überschrift richtig heißen: Magnetische Felder in der Umgebung von Leitungsmasten.

Fachwörterbuch Elektrotechnik

In der in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 10, S. 380, unter „Bücher“ veröffentlichten Besprechung des obengenannten Buches muß der erste Satz des dritten Abschnittes richtig lauten: Die Verwendung der DK in einem alphabetischen Wörterbuch zur Trennung von Polysemen ist wohl erstmalig.

Tragbares direktanzeigendes Brennspannungs-Meßgerät für Stromrichter

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 11, S. 397—400, veröffentlichten Aufsatz muß es auf Seite 400, rechte Spalte, 8. Zeile richtig heißen: ... von 100 W Belastbarkeit. K. Müller-Lübeck

Lehrbuch der Hochspannungstechnik

In der in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 11, S. 412 unter „Bücher“ veröffentlichten Besprechung des obengenannten Buches muß der letzte Satz des ersten Abschnittes richtig lauten: ... Sein Oberingenieur Dr.-Ing. E. Baumann hat es nach seinen Vorlesungsmanuscripten fertiggestellt.

Starkstromkabel und Leitungen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 13, S. 468—471, veröffentlichten Bericht ist folgende Berichtigung nachzutragen:

S. 470, linke Spalte, 2. Absatz, 3. Zeile, muß richtig lauten: ... VDE 0283 b/4. 60 ...

Elektrowärmetechnik

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 13, S. 471—477, veröffentlichten Bericht ist folgende Berichtigung nachzutragen:

S. 473, rechte Spalte, 3. Absatz, 3. Zeile, muß es richtig lauten: (... nach einem anderen Prinzip als BBC) ...

Funktechnik und Elektroakustik

Bei dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 14, S. 498—506 veröffentlichten Bericht muß es auf S. 499 in der Unterschrift zu Bild 2 heißen:

a) Abmessungen eines Flip-Flop, der die Einzelteile der Schaltung c enthält; Elementdichte 2,5·10⁵ Teile/Liter.

Auf S. 501 im ersten Teil der Tafel 3 ist folgende Ergänzung nachzutragen: Die Röhren EF 184, EF 183, PCL 86, PCC 189 und EC 86 werden nicht nur von der Telefunken GmbH, sondern auch von der Siemens & Halske AG und der Valvo GmbH hergestellt.

Auf S. 504 muß es in der rechten Spalte im ersten Absatz des Abschnittes „Fernsehgeräte“ UHF-Empfang heißen (statt UFH-Empfang).

J. Fr. Wehselau

In der in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 14, S. 516, veröffentlichten Würdigung ist folgende Berichtigung nachzutragen:

S. 516, vorletzte und letzte Zeile, muß richtig lauten: VDI/VDE-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen sowie des Ausschusses Ausbildungsfragen in der Regelungstechnik der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik.

Numerus clausus und Platzkapazität für das Studium der Elektrotechnik an westdeutschen Technischen Hochschulen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 15, S. 522—524 veröffentlichten Aufsatz befindet sich eine Unstimmigkeit.

Auf Seite 523, linke Spalte, viertletzter Absatz muß es heißen: „Die Gesamtzahl der Bewerber, die an allen Hochschulen, an denen sie sich beworben hatten, abgewiesen wurden ...“

Auf Seite 523, linke Spalte, drittletzter Absatz:

„Die Tafel 6 enthält — getrennt nach In- und Ausländern — eine Aufstellung der Einfach- und Mehrfachbewerber, die an allen Hochschulen, an denen sie sich beworben hatten, abgewiesen wurden.“

Die Überschrift zur Tafel 6 soll heißen:

„Zahl der Bewerber, die an allen Technischen Hochschulen, an denen sie sich beworben hatten, abgewiesen wurden.“

L. Lebrecht

Beitrag zur komplexen Behandlung von Wechselleistungen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 15, S. 528—530, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 530, rechte Spalte, 1. Absatz, 4. Zeile, muß es richtig heißen:

$$I_1^2 R_a \cdot e^{-j^2 \cdot \varphi_a} \dots$$

S. 530, rechte Spalte, 1. Absatz, 9. Zeile, muß es richtig heißen:

$$P_a = 10,2 \cdot e^{-j \pi/3} \text{ W};$$

Zusammenhänge zwischen Leistung, Schalzhäufigkeit, Schwungmassen und Erwärmung bei polumschaltbaren Drehstrom-Aufzugmotoren

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 15, S. 535—540, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 536, rechte Spalte, Gl. (10), muß es richtig heißen:

$$W_{v2G} = - \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{2 g \pi^2} \cdot [\dots]$$

S. 536, Bild 3, sind bei den oberen Maßstäben der Buchstabe A, bei den unteren Maßstäben der Buchstabe B nachzutragen.

S. 538, linke Spalte, Gl. (31), muß es im letzten Glied richtig heißen:

$$[\dots] f \cdot L$$

S. 538, rechte Spalte, vorletzter Absatz, muß es in der Zeile unter Gl. (37) heißen: ... Wirkungsgrad der hochtourigen Wicklung ...

S. 538, rechte Spalte, Gl. (37 a), muß es innerhalb der ersten eckigen Klammer heißen:

$$\left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right]$$

S. 539, rechte Spalte, Gl. (40 a), muß es richtig heißen:

$$z = \dots$$

S. 540, linke Spalte, 6. Zeile, muß es richtig heißen: In Bild 7 ist ...

Schutz von Höchstspannungsanlagen gegen äußere und innere Überspannungen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 16, S. 549—558 veröffentlichten Aufsatz muß in Gl. (2) für i_0 der Zahlenwert des in Kiloampere gemessenen Stromes eingesetzt werden.

Der Doppelerdschluß in einem beliebig vermaschten Netz

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 16, S. 563—566, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 564, Tafel 1, ist die Kopfleiste wie nachstehend angegeben zu ergänzen.

Tafel 1. Bestimmung des Doppelerdschlußstromes in drei einfachen Beispielen.

Schaltung	einfach gespeiste Stichleitung		zwei einfach gespeiste Stichleitungen		zweifach gespeiste Leitung	
Fehlerstelle	A	B	A	B	A	B

S. 564, Tafel 1, Zeile „Kurzschluß-Gegenimpedanz“, Spalte „zwei einfach gespeiste Stichleitungen“, muß es richtig lauten:

$$Z_{A2} = a_2 + b_2, \quad Z_{B2} = a_2 + c_2$$

S. 565, rechte Spalte, unten, ist einzufügen: Anmerkung: Der Verfasser dankt Dr. Edelmann für den Hinweis, daß man bei voneinander abweichenden Mit- und Gegenreaktanzen die 120°-Wandler dadurch vermeiden kann, daß man die Mit-, Gegen- und Nullsystemnetze dreifach aufbaut und die Generatoren mit um je 120° phasenverschobenen Spannungen betreibt. An Stellen, an denen 120°-Übertrager erforderlich sind, werden dann Verbindungen zu den um 120° gedrehten Systemen hergestellt [E. Kimbark, Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 56 (1937) S. 1476]. Schließlich sei bemerkt, daß für die in symmetrischen Komponenten abgebildete Transformatoren mit nicht reellem Übersetzungsverhältnis (Quertensformatoren) der Umkehrungssatz nicht gilt.

Inkraftsetzung von VDE 0165 a/8. 60 „Vorschriften für die Errichtung elektrischer Anlagen in explosionsgefährdeten Betriebsstätten

In der in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 16, S. 575, veröffentlichten Inkraftsetzung muß es im 2. Absatz, 1. Zeile, heißen: VDE 0165 a/ 8. 60 ...

Messungen mit Estorffischen Funkenstrecken in Hochspannungsanlagen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 18, S. 617—622, veröffentlichten Aufsatz ist in der Legende zu Bild 5 die Signatur der Funkenstrecken zu vertauschen.

Transformatoren

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 19, S. 653—659, veröffentlichten Bericht sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 656, rechte Spalte, 1. Zeile, muß es richtig lauten: ... zum Abschneiden von ...

S. 657, rechte Spalte, 13. Zeile muß es richtig lauten: ... kommen Stickstoffflaschen mit ...

S. 659, rechte Spalte, 1. Absatz, 1. und 2. Zeile, muß es richtig lauten: Der im obenerwähnten holländischen Bericht geäußerten Meinung, daß ...

Bundesbahn-Elektrifizierung im Rheinisch-Westfälischen Industriegebiet

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 20/21, S. 703—707, veröffentlichten Aufsatz ist folgende Berichtigung nachzutragen:

S. 703, rechte Spalte, 1. Absatz, 2. Zeile, muß richtig lauten: ... strom 1,5 kV ...

Harmonische Schnellanalyse empirischer, periodischer Funktionen

In dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 23, S. 808—812, veröffentlichten Aufsatz sind folgende Berichtigungen nachzutragen:

S. 808, Unterschrift zu Bild 1 muß lauten: Mit einem Polygonzug bei zwölfteiligem Abszissenraster approximierte, empirische periodische Funktion $y(\alpha)$. Die Zahlen an den Ordinaten sind die Koordinatenwerte y_n des Polygonzuges.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 12. Dezember 1960: Heft 25

- H. Hesselbrock: Reinigen von Isolatoren unter Spannung mit beweglichen Abspritzgeräten.
- H. Bitter: Zur Frage der Lichtbogenarbeit in Hochspannungs-Hochleistungs-Sicherungen.
- G. Biegelmeier: Ein Beitrag zur Problematik des Berührungsspannungsschutzes in Niederspannungsanlagen.
- O. Schneider: Bemerkungen zu dem Aufsatz „Ein Beitrag zur Problematik des Berührungsspannungsschutzes in Niederspannungsanlagen“.

Abschluß des Heftes: 2. Dezember 1960

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S. 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341; Fernschreiber (Telex) 04—12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. H. Lübbars, Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 22,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 14,— DM; Ausgabe A und B zusammen 30,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 21,— DM. Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.